



P. E. Gray
C. L. Searle



Bazele electronicii
moderne (II)



Biblioteca de automatică, informatică, electronică, management

Au apărut:

J. G. Gille, s. a.
J. G. Gille, s. a.
A. G. Ivachukin
A. F. Rescherabi
B. I. Kogan

R.M. Kogan, T.M. Ter-Mikaelian

V. Solodovnikov s. a.
W. Oppelt
D. P. Vasiliev s. a.
M. Mitescu s. a.

M. Pătruș, s. a.

I. Papadimitriou, G. Weirich s. a.

W. Nixon

P. Naitin

C. J. Nassau

J. E. Olson

R. Rao

W. A. Rieger

M. Lewis, H. Stern

R. S. Ledley

Y. Chu

G. V. Drujimin

G. A. Kora

N. E. Elmaghrabi

I. Flores

M. Karplus

E. N. Savas

I. Pelea s. a.

M. Spătaru

Pătrușcu A. s. a.

D. Pelea s. a.

H. B. Maynard

C. Penescu s. a.

S. Călin și Belea C.

R. Paul

Adriană Măteșcu

S. Condrea

S. Călin, G. Belea

M. Drăgănescu

L. M. Goldenberg

L. A. Zadeh, E. Polak

Teoria și calculul sistemelor de reglare automată
Elementele sistemelor de reglare automată
Cibernetica tehnică

Teoria reglării automate. Culegere de probleme
Dispozitive electronice de modelare și folosirea
lor pentru studiul sistemelor de reglare automată
Rezolvarea problemelor ingineresti cu calculatoare

Regulatoare automate și sisteme de urmărire
Tehnica reglării automate
Calculul și proiectarea sistemelor de urmărire
Mașini de calcul pentru mecanizarea și automati-
zarea lucrărilor economice administrative
Calculatoare analogice și numerice. Aplicații în
automatizări

Regulatoare electronice
Conducerea numerică a mașinilor-unelte
Circuite logice și automatizări secvențiale
Calculul sistemelor automate

Sisteme automate neliniare
Sisteme automate cu eșantionare
Dispozitive magnetice neliniare
Sisteme automate hidraulice

Programarea și utilizarea calculatoarelor numerice
Bazele proiectării calculatoarelor numerice
Siguranța în funcționare a sistemelor

Simularea și măsurarea proceselor uzatoare
Protecția sistemelor de producție
Sisteme de programe („software”) pentru calcula-
toare numerice

Sisteme de calculatoare cu divizarea timpului
Conducerea cu calculatoare a proceselor industriale
Circuite cu semiconductoare în industrie. Aparare
de măsură

Teoria transmisiei informației, vol. I, II
Circuite cu semiconductoare în industrie. Ampli-
ficateoare și oscilatoare

Psicomatematică
Conducerea activității economice. Vol. I, II, III, IV
Identificarea experimentală a proceselor automa-
tizate

Sisteme automate adaptive și optimale
Tehnica măsurării tranzistoarelor
Circuite corectoare

Rețele și sisteme de telecomunicații. O introducere
în teoria modernă a circuitelor
Sisteme automate cu structură complexă

Electronica corpului solid
Teoria și calculul circuitelor de impulsuri
Teoria sistemelor

Paul E. Gray Campbell L. Searle

Institutul de tehnologie Massachusetts



Bazele electronicii moderne

Traducere după ediția americană, cu o completare, aprobată pentru
ediția română, cuprinzând rezolvările problemelor propuse în original,
elaborată de autori

vol. II



Editura tehnică

București 1973

Copyright © 1969, by John Wiley & Sons, Inc.
All rights reserved. No part of this book may be reproduced by any means, nor transmitted, nor translated into a machine language without the written permission of the publisher.

Traducere (vol. II):

Ing. Ioan Drăghici: cap. 16;
Ing. Camelia Marinescu: cap. 21, 22;
Dr. ing. Mircea Petrescu: cap. 23, 24;
Ing. Șerban Petrescu: cap. 18, 19, 20, anexa E (parțial);
Ing. Tiberiu Popescu: cap. 17, anexele A—D, anexa E (parțial);
Dr. ing. Roman Stere: cap. 15.

Redactori:

Ing. Maria Ganea, Ing. Maria Beluri, Ing. Constantin Minea, Ing. Paul Zamfirescu
Tehnoredactor: Maria Ionescu

Ann de tipar: 22.10.1973 Coll. de tipar: 45 Tiraj: 10.000+140 exemplare
legale C.E. 021.38(01)

Întreprinderea poligrafică „Informația” Str. Brezoianu 23—25 cda. 087



TABLA DE MATERII GENERALĂ

Vol. I și vol. II

Vol. I

Cuvînt înainte la ediția română

Prefața autorilor

Lista simbolurilor uzuale

1. Circuite, dispozitive și modele electronice
2. Mecanisme de conducție în semiconductoare
3. Distribuția și surgerarea purtătorilor de sarcină în semiconductoare
4. Electronica fizică a diodei cu joncțiune
5. Structura și fabricarea dispozitivelor semiconductoare
6. Circuite cu diode și modelarea lor
7. Tranzistoare bipolare cu joncțiune
8. Modele de regim dinamic pentru tranzistoare bipolare
9. Tranzistoare cu efect de câmp de tip MOS
10. Tranzistoare cu efect de câmp cu poartă joncțiune
11. Circuite echivalente de semnal mic pentru tranzistoare
12. Determinarea parametrilor de semnal mic
13. Polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp și bipolare
14. Calculul răspunsului la joasă frecvență și la înaltă frecvență

Vol. II

15. Amplificatoare cu mai multe etaje
 16. Alte exemple de amplificatoare cu mai multe etaje
 17. Amplificatoare acordate cu tranzistoare
 18. Rețeaua
 19. Răspunsul staționar și tranzitoriu al amplificatorului cu reacție. Locul rădăcinilor
 20. Protecția amplificatoarelor cu reacție pe baza răspunsului pe axa f
 21. Funcționarea tranzistoarelor în afara regiunii active
 22. Circuite digitale cu un singur etaj
 23. Circuite digitale neregenerative cu mai multe etaje
 24. Circuite de comutație cu mai multe etaje regenerative
- Anexa A. Modele și circuite cu tuburi cu vid
Anexa B. Electronica fizică a tuburilor cu vid și circuite echivalente
Anexa C. Program FORTRAN IV pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele RC
Anexa D. Program API pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele
Anexa E. Rezolvarea problemelor
Index de noțiuni în limbile română și engleză

Tabla de materii analitică

Vol. II

15. Amplificatoare cu mai multe etaje	11
15.1. Analiza amplificatorului cascodă: amplificarea și lărgimea de bandă	11
15.2. Constantele de timp de circuit deschis ca ajutor în proiectare	21
15.3. Proiectarea de joasă frecvență a amplificatorului cascodă	33
Bibliografie	42
Probleme	42
16. Alte exemple de amplificatoare cu mai multe etaje	47
16.1. Proiectarea etapelor cu emitorul comun în cascadă	47
16.2. Amplificator cu cuplaj prin emitor	65
16.3. Amplificatoare cu mai multe etaje utilizând atât tranzistoare TEC cit și tranzistoare bipolare	76
16.4. Structuri mai complicate cu mai multe etaje	80
Bibliografie	83
Probleme	83
17. Amplificatoare acordate cu tranzistoare	89
17.1. Analiza unui amplificator acordat cu un singur etaj	89
17.2. Exemplu de amplificator acordat cu un singur etaj cu emitorul comun	99
17.3. Exemplu de pereche acordată cu emitor comun	105
17.4. Demonstrație experimentală la curs	111
Bibliografie	112
Probleme	112
18. Reacția	117
18.1. Proprietățile de bază ale amplificatoarelor cu reacție	117
18.2. Cele patru topologii de bază de circuite cu reacție	130
18.3. Analiza și proiectarea circuitelor pe baza comparării și eșantionării nodurilor	134
18.4. Analiza și proiectarea circuitelor prin compararea și eșantionarea buclor	151
18.5. Circuite cu reacție, cu compararea nodului și eșantionarea buclei	159
18.6. Circuite cu reacție cu compararea buclei și eșantionarea nodului	162
18.7. Rezumat	165
18.8. Demonstrații experimentale la curs	167
Bibliografie	168
Probleme	168
19. Răspunsul staționar și tranzitoriu al amplificatorului cu reacție. Locul rădăcinilor	175
19.1. Problema stabilității	175
19.2. Calculul locului rădăcinilor	182
19.3. Exemplu de proiectare	214
19.4. Demonstrații experimentale la curs	225
Bibliografie	226
Probleme	226
20. Proiectarea amplificatorului cu reacție pe baza răspunsului pe axa j	231
20.1. Teorie	231
20.2. Exemplu de calcul pe axa j	237
20.3. Instabilitatea la frecvențe joase	250
Bibliografie	254
Probleme	254

21. Funcționarea tranzistoarelor în afara regiunii active	259
21.1. Modele pentru tensiuni arbitrare ale joncțiunilor	259
21.2. Modele statice Ebers - Moll	263
21.3. Modele dinamice cu control prin sarcină	267
21.4. Regiuni de funcționare	276
21.5. Aplicații ale modelelor de circuit Ebers-Moll	288
Bibliografie	298
Probleme	298
22. Circuite digitale cu un singur etaj	303
22.1. Câteva proprietăți de bază ale circuitelor digitale	306
22.2. Proprietăți statice ale unui inversor cu tranzistor	313
22.3. Tranziții între stări	332
22.4. Condensatorul de accelerare	335
22.5. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină	345
22.6. Soluția pe calculator a ecuațiilor modelului cu control prin sarcină	354
22.7. Demonstrații experimentale la curs	355
Bibliografie	355
Probleme	361
23. Circuite digitale neregenerative cu mai multe etaje	361
23.1. Clasificarea circuitelor digitale	364
23.2. Circuite cu rezistențe și tranzistoare cu cuplaj direct (DCTL, RTL)	383
23.3. Alte exemple de circuite logice cu saturație	386
23.4. Circuite logice fără saturație	400
23.5. Tranzistoarele cu efect de cimp (TEC) ca elemente de comutație	401
23.6. Demonstrație experimentală la curs	404
Bibliografie	404
Probleme	409
24. Circuite de comutație cu mai multe etaje regenerative	409
24.1. Circuite de comutație regenerative bistabile	431
24.2. Circuite basculante monostabile	435
24.3. Circuite basculante astabile	439
24.4. Demonstrație experimentală la curs	440
Bibliografie	441
Probleme	444
ANEXA A. Modele și curenți en tuburi cu vid	444
A.1. Introducere	444
A.2. Structura și funcționarea diodelor cu vid și triodelor cu vid	451
A.3. Un amplificator elementar	467
A.4. Modelarea și analiza curenților active liniare	476
ANEXA B. Electronica fizică a tuburilor cu vid și curenți echivalente	476
B.1. Electronica fizică a tuburilor cu vid	492
B.2. Curenți echivalente ale tuburilor cu vid	502
Bibliografie	502
Probleme	502
ANEXA C. Program FORTRAN IV pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele RC	508
C.1. Instrucțiuni pentru utilizarea programului	508
C.2. Programul	510
Bibliografie	522
ANEXA D. Program APL pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele	524
D.1. Exemple de utilizarea programului	526
D.2. Programul	530
ANEXA E. Rezolvarea problemelor	709
Index de noțiuni în limbile română și engleză	

CAPITOLUL 15

AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

CAPITOLUL 15

AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

- 15.1. Analiza amplificatorului cascadă: amplificarea și lărgimea de bandă
 - 15.1.1. Amplificarea
 - 15.1.2. Ecuațiile pe noduri
 - 15.1.3. Calculul lărgimii de bandă cu ajutorul calculatoarelor electronice
 - 15.1.4. Calculul lărgimii de bandă cu poli complecși
 - 15.1.5. Răspunsul la semnal treaptă
- 15.2. Constantele de timp de circuit deschis ca ajutor în proiectare
 - 15.2.1. Relația între ω_A și primii doi termeni ai numitorului funcției de transfer
 - 15.2.2. Determinarea rapoartelor a_1/s_0 și a_{n-1}/a_n prin analizarea rețelei
 - 15.2.3. Relația între ω_A și constantele de timp de circuit deschis
 - 15.2.4. Exemplu
 - 15.2.5. O utilă verificare de calcul
 - 15.2.6. Metodă de proiectare pentru mai multe etaje
- 15.3. Proiectarea de joasă frecvență a amplificatorului cascadă
 - 15.3.1. Calculul valorilor rezistențelor
 - 15.3.2. Calculul valorilor condensatoarelor de cuplaj și de decuplare
 - 15.3.3. Verificarea proiectării folosind un calculator electronic

Bibliografie
Probleme

AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

15.1. ANALIZA AMPLIFICATORULUI CASCODĂ: AMPLIFICAREA ȘI LĂRGIMEA DE BANDĂ

Cînd trecem de la circuitele cu un singur etaj, discutate în capitolele precedente, la proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje, apar posibilități de proiectare cu totul noi. De exemplu putem obține amplificări foarte mari legînd în cascadă etaje cu emitorul comun (adică conectînd ieșirea unui etaj la intrarea celui de-al doilea etaj) deoarece amplificarea sistemului va fi de obicei de ordinul produsului amplificărilor etajelor individuale. Dar odată cu aceste posibilități noi de proiectare apar și probleme noi de proiectare. De exemplu, amplificatoarele cu mai multe etaje au multe frecvențe naturale care de obicei reprezintă funcții complicate de numeroasele capacități ale circuitului echivalent de semnal mic. Din această cauză vom fi uneori obligați să folosim calculatorul electronic în proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje.

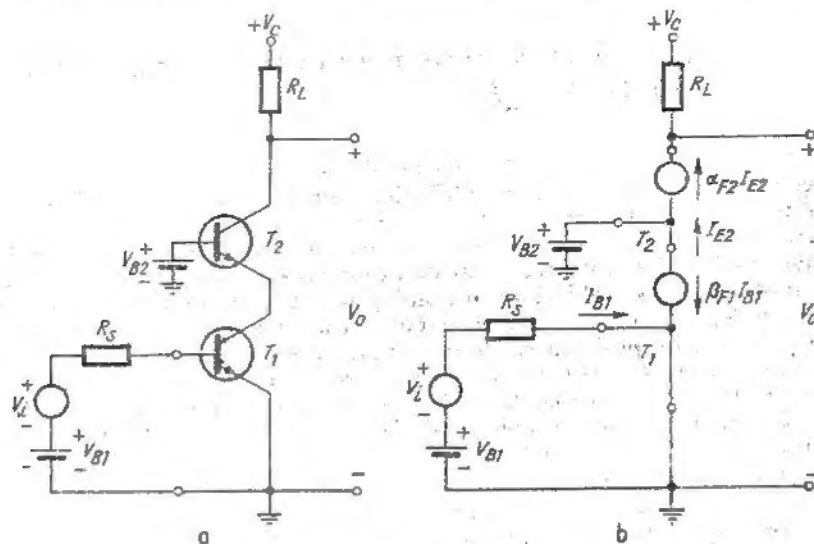
Vom aborda proiectarea amplificatorului cu mai multe etaje admițînd mai întîi aproximații grosiere, pentru a obține primul set de valori ale parametrilor amplificatorului. Vom calcula apoi pentru acest amplificator polii, zerourile, amplificarea și frecvența de tăiere. În fine aceste rezultate se vor compara cu specificațiile inițiale și se vor face modificări potrivite ale amplificatorului pentru a înlătura eventualele neconcordanțe.

15.1.1. Amplificarea

Deoarece vrem să ne bazăm în mare măsură pe analiza asistată de calculator, este ceva mai simplu să începem discutarea amplificatorului cu

mai multe etaje printr-un exemplu concret. Am ales pentru acest exemplu amplificatorul cu două etaje de tip așa numit „cascodă” prezentat în fig. 15.1, a. Tranzistorul T_1 este într-o conexiune cu emitorul comun tipică, în afară de faptul că sarcina colectorului este un al doilea tranzistor în loc să fie obișnuitul rezistor. Tranzistorul T_2 este un etaj cu baza comună: semnalul intră în emitor și iese la colector, baza fiind menținută la un potențial constant de către o baterie. În cursul discuției vor fi scoase în evidență avantajele și dezavantajele acestei cascade emitor comun-bază comună.

Din punct de vedere al fluxului de putere continuă debitat de sursa de alimentare, cele două tranzistoare sînt în serie și curenții de colector I_{C1} și I_{C2} sînt practic egali. Dacă rețeaua de polarizare este aleasă corect, ambele tranzistoare funcționează în regiunea activă normală; prin urmare, într-o primă aproximație, vom putea face calculele asupra amplificării, folosind pentru tranzistoare circuitele echivalente simplificate cu α_F și β_F (§ 7.3) așa



15.1. Amplificator-cascodă.

cum se arată în fig. 15.1, b. Din această schemă rezultă evident că tensiunea de colector V_{CE} a lui T_1 este determinată aproape exclusiv de tensiunea bateriei aplicate la baza lui T_2 :

$$V_{CE1} \approx V_{B2} \quad (15.1)$$

și astfel

$$V_{CE2} \approx V_C - V_{B2} - I_C R_L \quad (15.2)$$

Pentru acest circuit echivalent simplu amplificările pot fi calculate prin observare:

$$\frac{\Delta I_{C2}}{\Delta I_{B1}} = \beta_{F1} \alpha_{F2} \quad (15.3)$$

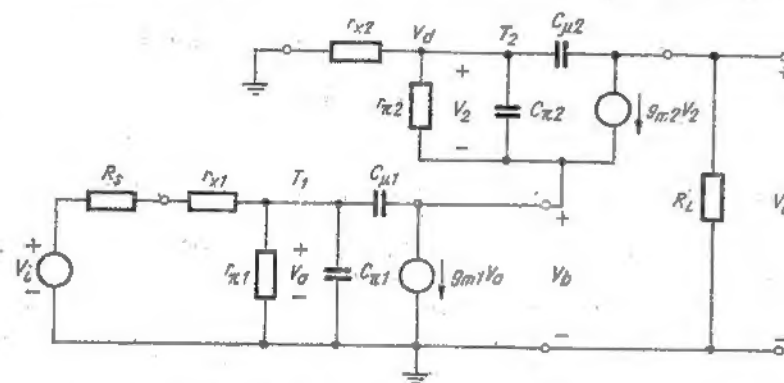
$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{\Delta I_{C2} R_L}{\Delta I_{B1} R_i} = - \beta_{F1} \alpha_{F2} \frac{R_L}{R_i} \quad (15.4)$$

Rezultă clar din ecuațiile (15.3) și (15.4) că deoarece α_F este totdeauna mai mic decât unitatea (cu excepția tranzistoarelor cu contact punctiform, actualmente demodate) cel de-al doilea tranzistor nu mărește nici amplificarea de curent, nici amplificarea de tensiune a acestui circuit.

O rațiune importantă pentru adăugarea unui al doilea tranzistor în felul arătat în fig. 15.1 este că acest tranzistor, funcționând cu baza comună și nu cu emitorul comun, poate admite tensiuni mult mai mari la colector. În adevăr, tensiunea de colector a unui etaj cu baza comună este limitată de tensiunea de avalanșă a joncțiunii colector și nu de tensiunea de menținere. Alte rațiuni pentru a conecta cel de-al doilea tranzistor în felul arătat vor deveni evidente numai după examinarea detaliată a comportării la frecvențe înalte a acestui circuit.

15.1.2. Ecuațiile pe noduri

Pentru a examina comportarea la înaltă frecvență a amplificatorului cascodă, vom prezenta mai întâi în fig. 15.2 un circuit echivalent complet de semnal mic bazat pe modelul π – hibrid al tranzistorului. Putem acum



15.2. Circuit echivalent de semnal mic al amplificatorului cascodă.

determina prin observarea circuitului forma generală a funcției de transfer V_o/V_i . Există patru elemente independente care înmagazinează energie (independente în sensul că nu există noduri la care să fie conectate numai inductanțe și nu există bucle formate numai din capacități), astfel încât circuitul are patru frecvențe naturale. Pentru a găsi forma numărătorului vom observa mai întâi că la $s=0$ rețeaua are o amplificare finită, deci nu poate să existe vreun factor s la numărător. Apoi, observăm că pentru valori mari ale lui s , toate condensatoarele se comportă ca scurtcircuite, dar numai unul din aceste scurtcircuite și anume $C_{\pi 1}$, reduce pe V_o/V_i la zero (v. problema P. 15.1). Prin urmare, la frecvențe mari, este de așteptat ca V_o/V_i să varieze ca $1/s$. Singura formă de funcțiune de transfer care satisface aceste cerințe este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K(s - s_a)(s - s_b)(s - s_c)}{(s - s_d)(s - s_e)(s - s_f)(s - s_g)} \quad (15.5)$$

Pentru a găsi parametrii din ecuația (15.5), trebuie să scriem și să rezolvăm sistemul complet de ecuații al rețelei din fig. 15.2. Există patru noduri independente (presupunând că R_s și $r_{\pi 1}$ sînt însumate pentru a forma o nouă rezistență R'_s) astfel încît alegem drept variabile independente cele patru tensiuni de la noduri la masă.

În această figură și în cele următoare, o tensiune V notată lîngă un nod (în acest caz V_d) se presupune a fi o tensiune de la nod la masă. Polaritatea se definește astfel încît dacă V este pozitiv, tensiunea nodului este pozitivă față de masă. O aplicare directă a legii lui Kirchhoff pentru curenți în fiecare nod ne dă:

$$G'_s V_i = [G'_s + g_{\pi 1} + s(C_{\pi 1} + C_{\mu 1})] V_a - sC_{\mu 1} V_b \quad (15.6 a)$$

$$0 = (g_{\pi 1} - sC_{\mu 1}) V_a + [g_{\pi 2} + g_{m2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 1})] V_b - (g_{\pi 2} + g_{m2} + sC_{\pi 2}) V_d \quad (15.6 b)$$

$$0 = -(g_{\pi 2} + sC_{\pi 2}) V_b + [g_{m2} + g_{\pi 2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 2})] V_d - sC_{\mu 2} V_o \quad (15.6 c)$$

$$0 = -g_{m2} V_o + (g_{m2} - sC_{\mu 2}) V_d + (G_L + sC_{\mu 2}) V_o \quad (15.6 d)$$

Este evident în acest punct că orice încercare de a găsi funcția de transfer V_o/V_i completă, în forma ei literală, este dificilă și nu se justifică. Prin urmare sîntem obligați să continuăm discuția de aici încolo folosind valori numerice concrete. Pentru simplitate, vom alege inițial puncte de funcționare identice pentru cele două tranzistoare, cu $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V urmînd

eventual să facem modificări pe parcurs, odată cu aprofundarea analizei. Să presupunem următoarele specificații ale tranzistoarelor în acest punct de funcționare:

$$\begin{aligned} g_m &= 0,4 \text{ S} & \beta_o &= 100 \\ r_{\pi} &= 250 \text{ } \Omega & r_x &= 20 \text{ } \Omega \\ C_{\pi} &= 100 \text{ pF} & C_{\mu} &= 5 \text{ pF} \end{aligned}$$

Să presupunem de asemenea că $R_s = R_L = 200 \text{ } \Omega$.

Convertind toate conductanțele la unități de mS obținem:

$$\begin{aligned} g_m &= 400 & g_x &= 50 & g_{\pi} &= 4 \\ G_L &= 5 & G'_s &= \frac{1}{0,2 + 0,02} = 4,5. \end{aligned}$$

Substituind aceste valori (în unități de mS, pF, și ns) în ecuația 15.6, obținem:

$$4,5 V_i = (8,5 + s105) V_a - s5 V_b \quad (15.7 a)$$

$$0 = (400 - s5) V_a + (404 + s105) V_b - (404 + s100) V_d \quad (15.7 b)$$

$$0 = -(4 + s100) V_b + (54 + s105) V_d - s5 V_o \quad (15.7 c)$$

$$0 = -400 V_b + (400 - s5) V_d + (5 + s5) V_o \quad (15.7 d)$$

Este necesar un efort formidabil pentru a rezolva aceste ecuații numerice pentru funcția de transfer V_o/V_i ; de aceea în mod natural ne vom adresa pentru asistență unui calculator electronic numeric. Mai întâi vom căuta să determinăm cît mai precis lărgimea de bandă a amplificatorului cu ajutorul calculatorului. După aceea, în paragrafele următoare, vom discuta o tehnică aproximativă care ne permite să estimăm performanțele amplificatorului în scopurile unei proiectări sumare.

15.1.3. Calculul lărgimii de bandă cu ajutorul calculatorului electronic¹⁾

Reamintim că putem găsi expresia lui V_o/V_i din ecuația (15.7) aplicând regula lui Cramer:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1,5 \Delta_{14}}{\Delta},$$

unde Δ denotă determinantul sistemului de ecuații iar Δ_{14} denotă minorul format prin ștergerea primului rând și celei de-a patra coloane a determinantului complet.

Frecvențele naturale ale rețelei sînt acele frecvențe la care pot exista tensiuni la borne chiar atunci cînd V_i este 0. Această condiție poate exista numai dacă determinantul Δ este zero. Prin urmare polii lui V_o/V_i pot fi găsiți determinînd rădăcinile ecuației caracteristice

$$\Delta = 0.$$

Un raționament similar se poate folosi pentru a demonstra că zerourile lui V_o/V_i , sînt rădăcinile ecuației:

$$|\Delta_{14}| = 0.$$

Prin urmare, pentru a găsi polii și zerourile lui V_o/V_i avem nevoie de un program pentru a rezolva ecuațiile de forma $\Delta = 0$.

Cele mai multe din sistemele de calcul au programe pentru rezolvarea problemei valorilor proprii, adică a determinării valorilor lui s care satisfac expresia:

$$\begin{vmatrix} a_1 + s & b_1 & c_{1...} \\ a_2 & b_2 + s & c_{2...} \\ a_3 & b_3 & c_3 + s... \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{vmatrix} = 0, \quad (15.8)$$

în care coeficienții a_i , b_i și așa mai departe sînt reali. Determinantul ec. (15.7) poate fi redus la forma arătată în ecuația (15.8) prin tehnicile uzuale de manipulare a determinantilor și prin normalizarea la unitate a coeficien-

¹⁾ Cititorii care nu au acces la un calculator electronic numeric, pot omite § 15.1.3 fără a pierde continuitatea. Totuși s-ar putea dovedi util să se revină la ultimul punct al acestui paragraf după ce s-a parcurs § 15.2.3.

tilor lui s ai determinantului. Și aceasta se poate face de către calculator. Dacă se efectuează această reducere asupra ecuației (15.7), valorile proprii ale determinantului rezultat sînt de fapt rădăcinile ecuației caracteristice inițiale. În anexă sînt prezentate două programe de calcul pentru găsirea rădăcinilor prin această metodă. Programul din anexa C este scris în Fortran IV, iar NATFREQS, scris în APL, este dat în anexa D.

Cînd determinantul Δ și minorul Δ_{14} al ecuației (15.7) sînt prelucrate cu unul din aceste programe, polii și zerourile lui V_o/V_i se determină ca fiind:

Zerouri	Polii
$s_a = 8 \text{ ns}^{-1}$	$s_d = -0,0806 \text{ ns}^{-1}$
$s_b = -2,02 + j 5,99$	$s_e = -0,644$
$s_c = -2,02 - j 5,99$	$s_f = -4,05$
	$s_g = -16,45$

Există multe căi pentru a găsi frecvența de 0,707 (de tăiere) ω_h din aceste rezultate furnizate de calculator. De exemplu, mărimea fiecăruia din factorii ecuației (15.5) poate fi reprezentată grafic în funcție de ω (de preferință pe hîrtie dublu logaritmică) și rezultatele pot fi combinate grafic pentru a da variația întregului modul $|V_o/V_i|$. Frecvența de 0,707 (de tăiere) poate fi atunci citită din reprezentarea grafică.

Dacă unul din poli este la o frecvență mult mai joasă decît zerourile și decît ceilalți poli, adică dacă avem un *pol dominant* s_d , atunci o primă aproximație pentru ω_h este

$$\omega_h \approx |s_d|. \quad (15.9)$$

În exemplul nostru, această aproximație dă

$$\omega_h \approx 0,0806 \text{ Grad/s}$$

$$f_h \approx 12,9 \text{ MHz.}$$

O relație mai precisă pentru determinarea lui ω_h , aplicabilă cînd zerourile sînt la frecvențe mult mai mari decît poli dominant (așa cum în mod evident sînt aici) poate fi ușor dedusă din ecuația (15.5) Mai întîi simplificăm expresia presupunînd că s_a , s_b și s_c sînt suficient de mari în modul încît în vecinătatea lui ω_h să putem considera numărătorul ca o constantă, K' , unde:

$$K' = -K s_e s_f s_g. \quad (15.10)$$

Împărțim după aceea ecuația (15.5) la $s_d s_e s_f$, și obținem :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K''}{(1 - s/s_d)(1 - s/s_e)(1 - s/s_f)(1 - s/s_g)} \quad (15.11)$$

Modulul funcției de transfer pentru $s = j\omega$ este :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{s=j\omega} \approx \left| \frac{K''}{(1 - j\omega/s_d)(1 - j\omega/s_e)(1 - j\omega/s_f)(1 - j\omega/s_g)} \right| \quad (15.12)$$

Pentru determinarea modulului părții drepte este convenabil să ridicăm la pătrat ambele părți ale ecuației. Dacă toți poli sunt reali :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{(1 + \omega^2/s_d^2)(1 + \omega^2/s_e^2)(1 + \omega^2/s_f^2)(1 + \omega^2/s_g^2)} \quad (15.13)$$

dezvoltînd obținem :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|^2 = \frac{(K'')^2}{1 + \omega^2(1/s_d^2 + 1/s_e^2 + 1/s_f^2 + 1/s_g^2) + \omega^4(1/s_d^2 s_e^2 + \dots) + \dots} \quad (15.14)$$

Deoarece am presupus că s_d, s_e, s_f și s_g sînt reali, coeficienții din această ecuație trebuie să fie pozitivi, astfel încît $|V_o/V_i|$ trebuie să fie o funcție monotonă de ω^2 . Vrem să determinăm frecvența de 0,707, ω_h , la care $|V_o/V_i|^2 = (K'')^2/2$. Evident

$$\omega_h < |s_d|, |s_e|, |s_f|, |s_g|. \quad (15.15)$$

Prin urmare, putem găsi o valoare aproximativă pentru ω_h din ecuația (15.14) folosind numai primii doi termeni ai numitorului :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{\omega=\omega_h}^2 = \frac{(K'')^2}{2} \approx \frac{(K'')^2}{1 + \omega_h^2(1/s_d^2 + 1/s_e^2 + 1/s_f^2 + 1/s_g^2)} \quad (15.16)$$

Rezolvînd pentru ω_h , obținem :

$$\frac{1}{\omega_h^2} = \frac{1}{s_d^2} + \frac{1}{s_e^2} + \frac{1}{s_f^2} + \frac{1}{s_g^2} \quad (15.17)$$

(Evident, această metodă poate fi extinsă și la o rețea cu orice număr de frecvențe naturale). Înlocuind valorile determinate de calculator în ecuația (15.17) obținem :

$$\omega_h = 0,0799 \text{ Grad/s}$$

$$f_h = 12,7 \text{ MHz.}$$

Deoarece frecvențele naturale sînt în cazul de față atît de mult distanțate între ele, iar ecuația (15.17) indică că frecvențele naturale intră în expresia lui ω_h ca sume ale pătratelor, în acest exemplu, atît expresia simplă, cît și cea mai exactă pentru ω_h dau rezultate aproape identice.

Pentru a scoate în evidență unul din avantajele acestui montaj cascodă (fig. 15.1) vom face în acest punct o digresiune pentru a calcula, în scopul comparației, lărgimea de bandă a amplificatorului cu un singur etaj corespunzător. Pentru a avea aproximativ aceeași amplificare, amplificatorul cu un singur etaj trebuie să aibă o rezistență de sarcină de 200 Ω (să se compare ecuația 15.4 cu ecuația 11.28). Prin urmare, din ecuația (14.48), lărgimea de bandă va fi :

$$\begin{aligned} \omega_h &\approx \frac{G'_e + g_m}{C_\pi + C_u [1 + (g_m + G'_e) R_L]} \approx \\ &\approx \frac{8,55}{100 + 5 [1 + 400 (0,2)]} = 0,0169 \text{ Grad/s} \end{aligned}$$

sau

$$f_h \approx 2,7 \text{ MHz.}$$

Comparînd acest rezultat cu lărgimea de bandă estimată pentru cascodă, observăm că includerea celui de-al doilea tranzistor a condus la o creștere cu un factor de 5 a lărgimii de bandă, pentru aceeași amplificare la frecvențe mijlocii. Explicația acestei diferențe substanțiale poate fi găsită în calculul numeric al lui ω_h efectuat mai sus. Acolo observăm că termenul capacitiv rezultînd din C_u este foarte mare în amplificatorul cu un etaj deoarece $g_m R_L$ este mare. În montajul cascodă, etajul cu emitor comun funcționează cu o impedanță de sarcină foarte mică, respectiv cu emitorul celui de-al doilea etaj. Prin urmare în cascodă efectul lui C_u asupra lărgimii de bandă este foarte mic.

15.1.4. Calculul lărgimii de bandă cu poli complecși

Adeesea calculele efectuate de calculator asupra amplificatorului cascodă vor indica o pereche de poli complecși în funcția de transfer. Dacă această pereche de poli este mai aproape de origine decât ceilalți poli, ecuația (15.17), va produce erori cu atât mai mari cu cât polii sînt mai depărtați de axa reală. Dacă perechea de poli complecși se apropie de configurația unui filtru Butterworth cu doi poli,

$$s_1 = -\alpha + j\alpha$$

$$s_2 = -\alpha - j\alpha$$

atunci lărgimea de bandă trebuie calculată pe baza formulei filtrului Butterworth și nu prin ecuația (15.17). Pentru filtrul Butterworth cu doi poli,

$$\omega_h = 1,41 |\alpha|. \quad (15.18)$$

Răspunsul filtrului Butterworth cu frecvența este denumit „maxim plat”, deoarece, dacă polii sînt mai departe de axa reală decât se specifică mai sus, modulul răspunsului începe să aibă o cocoasă¹⁾.

15.1.5. Răspunsul la semnal treaptă

O dată găsite pozițiile polilor și zerourilor, timpul de creștere al amplificatorului cu mai multe etaje poate fi calculat ușor. După cum am văzut în cap. 14, pentru poli reali răspunsul la semnalul treaptă este suma unui număr de exponențiale, câte una pentru fiecare pol al funcției de transfer. Dacă unul din poli, s_{dom} , este dominant, atunci una din exponențiale va domina răspunsul și timpul de creștere t_r va fi:

$$t_r \approx \frac{2,2}{s_{dom}}. \quad (15.19a)$$

Dacă nu există pol dominant, dar toți polii sînt reali, atunci datorită faptului că timpuri de creștere se adună aproximativ pătratic,

$$(t_r)^2 = t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_{r3}^2 \dots = (2,2)^2 \left(\frac{1}{s_1^2} + \frac{1}{s_2^2} + \frac{1}{s_3^2} \dots \right)$$

¹⁾ Filtrele Butterworth sînt discutate în detaliu în cap. 19 și referințele bibliografice [15.1] și [15.2] (NA).

Prin urmare, din ecuația (15.17), pentru circuitele cu poli reali:

$$t_r \approx \frac{2,2}{\omega_h} = \frac{0,35}{f_h}. \quad (15.19b)$$

Dacă amplificatorul are poli complecși, după cum s-a discutat în § 15.14, vor apărea oscilații în răspunsul la semnalul treaptă. Pentru filtrul Butterworth cu doi poli de exemplu, se va produce o supracreștere de 4,3% a răspunsului.

15.2. CONSTANTELE DE TIMP DE CIRCUIT DESCHIS CA AJUTOR ÎN PROIECTARE

Deși soluția obținută cu ajutorul calculatorului, discutată mai sus, asigură o metodă simplă pentru analizarea circuitelor cu mai multe etaje, din păcate nu ne dă o privire sau indicație asupra proiectării. De exemplu, soluția pe calculator nu dă o îndrumare asupra căii celei mai bune pentru a reproiecta circuitul cascodă în vederea creșterii lărgimii sale de bandă, deoarece analiza nu indentifică elementele de circuit care sînt principalele responsabile în limitarea lărgimii de bandă. Prin urmare trebuie să dezvoltăm metode de analiză adiționale care să ne dea o astfel de indicație. Deoarece însă avem metode bazate pe calculator pentru a da răspunsuri exacte, metodele adiționale pot fi destul de aproximative, prin urmare simple și rapide.

Una din aceste metode implică calcularea lui ω_h cu ajutorul unui grup de constante de timp ale rețelei, ușor de determinat. Din păcate durează mai mult deducerea pe o bază rațională a legăturii între ω_h și aceste constante de timp decât efectuarea calculului în realitate. Demonstrația se face în două părți: prima parte stabilește legătura între ω_h și primii doi termeni ai polinomului de la numitorul funcției de transfer, iar a doua leagă aceiași termeni ai numitorului de constantele de timp¹⁾.

15.2.1. Relația între ω_h și primii doi termeni ai numitorului funcției de transfer

Dacă deschidem parantezele și înmulțim factorii de la numitorul ecuației (15.5) și presupunem din nou (ca și în § 15.1.3) că zerourile acestei ecuații nu vor influența calculul lărgimii de bandă, obținem o expresie de forma:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K'}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + s^4}. \quad (15.20)$$

¹⁾ Într-un curs introductiv demonstrațiile din cele două paragrafe care urmează pot fi omise fără pierderea continuității, deoarece rezultatele mai importante ale demonstrațiilor sînt enunțate la începutul § 15.2.3 (NA).

Modulul acestei expresii la $s = j\omega_h$ este :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{s=j\omega_h} = \left| \frac{K'}{a_0 + ja_1\omega_h - a_2\omega_h^2 - ja_3\omega_h^3 + \omega_h^4} \right|.$$

Presupunind din nou că frecvențele naturale ale rețelei, s_0, s_1, s_2 și s_3 sînt reale, putem aplica același raționament ca cel care urma ecuației (15.12) pentru a găsi o valoare aproximativă pentru ω_h . Adică, ridicăm la pătrat ambele părți ale ecuației și rezolvăm pentru ω_h observind din ecuația (15.20) că la frecvența de 0,707 (de tăiere) ω_h :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{s=j\omega_h}^2 = \frac{(K')^2}{2a_0^2}.$$

Dacă neglijăm termenii superiori lui ω_h^2 , obținem :

$$\omega_h \approx \sqrt{\frac{a_0}{a_1^2 - 2a_0 \cdot a_2}} \quad (15.21)$$

(v. problema P 15.2). O aproximație mai simplă, dar mai puțin exactă poate fi obținută dacă neglijăm și termenul $a_0 a_2$ în ecuația 15.21 :

$$\omega_h \approx \frac{a_0}{a_1} \quad (15.22)$$

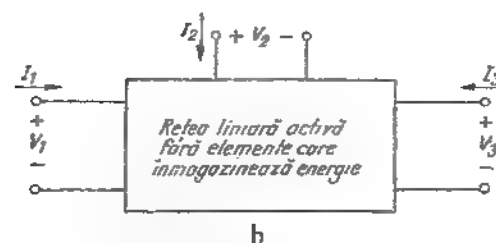
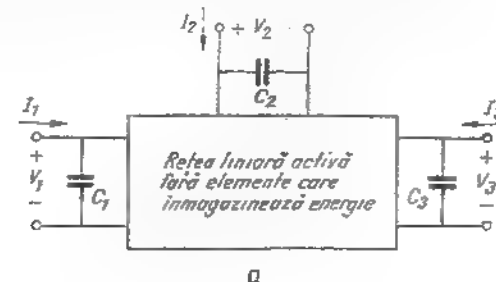
Această aproximație este deosebit de utilă deoarece dă ω_h în funcție de raportul primilor doi coeficienți ai ecuației 15.20 și acest raport poate fi de obicei găsit prin simpla observare a rețelei, după cum vom demonstra în cele ce urmează.

15.2.2. Determinarea rapoartelor a_1/a_0 și a_{n-1}/a_n prin analizarea rețelei

Pentru a găsi relația generală între a_1/a_0 și elementele rețelei vom lua în considerare o rețea activă liniară care conține n capacități dar nu mai conține și alte elemente înmagazinind energie. Pentru simplitate, vom deduce relația de determinare a lui a_1/a_0 pentru rețeaua cu trei capacități din fig. 15.3, a menționind însă că demonstrația poate fi ușor generalizată. Neluind în considerare perechile de borne asociate inițial acestei rețele, vom alocă câte o tensiune și un curent fiecăreia din perechile de borne asociate capacităților, așa cum se vede în figură.

În cele ce urmează ne vor trebui două seturi de parametri de joasă frecvență :

1. Conductanțele de scurtcircuit, adică conductanțele măsurate la fiecare poartă cu toate celelalte porți în scurtcircuit.
2. Rezistențele de circuit deschis, adică rezistențele măsurate la fiecare poartă cu toate celelalte porți în circuit deschis.



15.3. Reprezentarea unei rețele liniare active conținând trei capacități:
a — capacități identificate prin perechile de borne;
b — rețeaua cu capacitățile înlăturate.

Pentru a găsi acestea, îndepărtăm capacitățile, așa cum se arată în fig. 15.3, b, și reprezentăm rețeaua activă liniară care ne rămîne prin ecuațiile pe noduri date în ecuația (15.23). Toate sursele independente din interiorul cutiei se presupune că sînt nule; efectele surselor dependente din interiorul cutiei trebuie incluse în ecuațiile :

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}V_2 + g_{13}V_3 \quad (15.23a)$$

$$I_2 = g_{21}V_1 + g_{22}V_2 + g_{23}V_3 \quad (15.23b)$$

$$I_3 = g_{31}V_1 + g_{32}V_2 + g_{33}V_3 \quad (15.23c)$$

Putem găsi conductanțele de scurtcircuit G_{jj} , observind că ecuațiile (15.23) sînt de forma parametrilor y (v. paragraful 12.1.1.). Prin urmare, din definiția lui y , sau y_0 (ecuația 12.12, a și b), conductanța de scurtcircuit la perechea de borne j este tocmai g_{jj} .

$$G_{jj} = g_{jj}. \quad (15.24)$$

Pentru a găsi rezistențele de circuit deschis, notate R_{jo} , rezolvăm ecuația (15.23) pentru V , în funcție de I , cu toți ceilalți curenți egali cu zero. Pentru simplitate, vom folosi notația prescurtată a determinantilor. Vom nota determinantul Δ ca :

$$\Delta = \begin{vmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{vmatrix}, \quad (15.25)$$

iar minorii îi vom nota prin $(\Delta_o)_{jk}$. De exemplu :

$$(\Delta_o)_{11} = \begin{vmatrix} g_{22} & g_{23} \\ g_{32} & g_{33} \end{vmatrix}. \quad (15.26)$$

Cu această notație, regula lui Cramer dă :

$$V = I \frac{(\Delta_o)_{11}}{\Delta_o}.$$

Prin urmare, rezistența de circuit deschis la bornele perechii de borne j este :

$$R_{jo} = \frac{(\Delta_o)_{jj}}{\Delta_o}. \quad (15.27)$$

Cînd capacitățile sînt conectate la perechile de borne, așa cum se arată în fig. 15.3, a rețeaua completă poate fi reprezentată printr-un sistem de ecuații pe noduri cu următorul determinant admitanță, care se obține prin însumarea susceptanțelor capacitive adecvate cu conductanțele din diagonală principală a lui Δ_o :

$$\Delta_o = \begin{vmatrix} g_{11} + sC_1 & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} + sC_2 & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} + sC_3 \end{vmatrix}. \quad (15.28)$$

Frecvențele naturale ale rețelei complete sînt acele frecvențe la care pot exista tensiuni la borne cînd $I_1 = I_2 = I_3 = 0$. Această condiție se poate satisface numai dacă $\Delta_o = 0$. Observarea ecuației (15.28) arată că Δ_o va conține în general toate puterile lui s , de la s^0 pînă la s^3 . Dacă există n capacități și nu există bucle de capacități, puterea cea mai mare a lui s în ecuația caracteristică este n :

$$\Delta_o = 0 = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3. \quad (15.29)$$

Dacă toate frecvențele naturale au părți reale negative, rețeaua este stabilă și totodată nu vor lipsi coeficienții în mijlocul ecuației. Adică, în exemplul nostru cu trei capacități, a_2 poate fi zero dacă există o buclă de capacități, dar dacă a_2 și a_0 nu sînt zero, atunci a_1 și a_2 nu trebuie nici ele să fie zero.

Unii din coeficienții ecuației 15.29 pot fi identificați relativ ușor prin observarea determinantului ecuației 15.28. Coeficientul a_0 , adică termenul constant, este pur și simplu Δ_o cînd s este egal zero, sau, în mod echivalent, a_0 este egal cu Δ pentru rețeaua din care toate capacitățile au fost îndepărtate. Adică

$$a_0 = \Delta_o. \quad (15.30)$$

Coeficientul a_1 (adică a puterii întâia a lui s) trebuie să fie suma a trei termeni, fiecare din ei conținînd o capacitate înmulțită cu minorul elementului corespunzător din determinantul conductanță. Pe această bază, a_1 este :

$$a_1 = C_1 (\Delta_o)_{11} + C_2 (\Delta_o)_{22} + C_3 (\Delta_o)_{33}. \quad (15.31)$$

Prin urmare, raportul a_1/a_0 căutat este :

$$\frac{a_1}{a_0} = C_1 \frac{(\Delta_o)_{11}}{\Delta_o} + C_2 \frac{(\Delta_o)_{22}}{\Delta_o} + C_3 \frac{(\Delta_o)_{33}}{\Delta_o}. \quad (15.32)$$

Totuși, $(\Delta_o)_{jj}/\Delta_o$ este rezistența de circuit deschis văzută de C_j , așa cum s-a arătat în ecuația (15.27). În consecință

$$\frac{a_1}{a_0} = R_{1o}C_1 + R_{2o}C_2 + R_{3o}C_3 = \sum_j \tau_{jo}, \quad (15.33)$$

unde τ_{jo} denotă constanta de timp a capacității j calculată cu toate celelalte capacități în circuit deschis (întrerupte). Întreruperea tuturor capacităților, cu excepția uneia, de obicei descompune o rețea complicată în cîteva sub-rețele simple. Prin urmare rezistențele de circuit deschis R_{jo} pot fi adesea

determinate prin observare (în acest calcul nu intervin elemente care să înmagazineze energie).

În acest punct mai deducem o a doua relație între coeficienții polinomului de la numitor, relație care este utilă pentru determinarea frecvenței de 0,707 (de tăiere) joasă a amplificatorului. În ecuația (15.29) coeficientul a_3 (sau în general coeficientul termenului s^n) rezultă din înmulțirea părților susceptive ale elementelor diagonalei principale:

$$a_3 = C_1 C_2 C_3. \quad (15.34)$$

Coeficientul a_2 (în general coeficientul termenului s^{n-1}), care de asemenea rezultă din înmulțirea termenilor diagonalei principale, conține trei termeni, fiecare din ei implicând toate capacitățile, mai puțin una:

$$a_2 = C_2 C_3 g_{11} + C_1 C_3 g_{22} + C_1 C_2 g_{33}. \quad (15.35)$$

Prin urmare:

$$\frac{a_2}{a_3} = \frac{g_{11}}{C_1} + \frac{g_{22}}{C_2} + \frac{g_{33}}{C_3}. \quad (15.36)$$

$$\frac{a_2}{a_3} = \sum_j \frac{1}{\tau_{j0}}, \quad (15.37)$$

unde τ_{j0} desemnează constanta de timp a capacității, calculată cu toate celelalte capacități *scurtcircuitate* (v. ec. 15.24). Scurtcircuitarea tuturor capacităților cu excepția uneia simplifică de obicei o rețea complicată suficient de mult încât din nou constantele de timp să poată fi determinate prin simpla observație.

15.2.3. Relația între ω_h și constantele de timp de circuit deschis

În paragraful precedent am dovedit că pentru o rețea RC fără bucle de capacități, raportul între coeficientul termenului în s către termenul constant de la numitorul expresiei amplificării este (în general):

$$\frac{a_1}{a_0} = R_{10}C_1 + R_{20}C_2 + \dots + R_{n0}C_n = \sum_j \tau_{j0}, \quad (15.38)$$

unde R_{j0} desemnează rezistența văzută de capacitatea j și τ_{j0} desemnează constanta de timp a capacității j , ambele calculate cu toate celelalte capa-

cități întrerupte. În par. 15.2.1 se demonstrează că o aproximație grosieră a frecvenței de 0,707, ω_h , poate fi găsită cu ajutorul aceluiași doi coeficienți:

$$\omega_h \approx \frac{a_0}{a_1}. \quad (15.39)$$

Combinând cele două rezultate, obținem o relație foarte simplă între ω_h și constantele de timp de circuit deschis, care dă indicații foarte prețioase pentru proiectare:

$$\omega_h \approx \frac{1}{\sum_j \tau_{j0}}. \quad (15.40)$$

Această relație ne va permite să localizăm într-o anumită măsură elementele de circuit care limitează banda amplificatorului, indicându-ne care din constantele de timp de circuit deschis sînt dominante în calculul lărgimii de bandă. Să ilustrăm cele spuse prin calculul acestor constante de timp pentru circuitul cascodă prezentat în paragrafele 15.1.1. și 15.1.2.

15.2.4. Exemplu

Pentru comoditate, circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cascodă a fost repetat în fig. 15.4, a. Cînd toate capacitățile cu excepția lui $C_{\pi 1}$ au fost întrerupte, așa cum se arată în figura 15.4, b, rețeaua de intrare este decuplată de restul circuitului, făcînd prin aceasta posibil să se calculeze τ_{10} prin observare. În unități de k Ω , pF și ns:

$$R_{10} = r_{\pi 1} \parallel (r_{21} + R_2) = 0,25 \parallel 0,22 = 0,117 \text{ k}\Omega$$

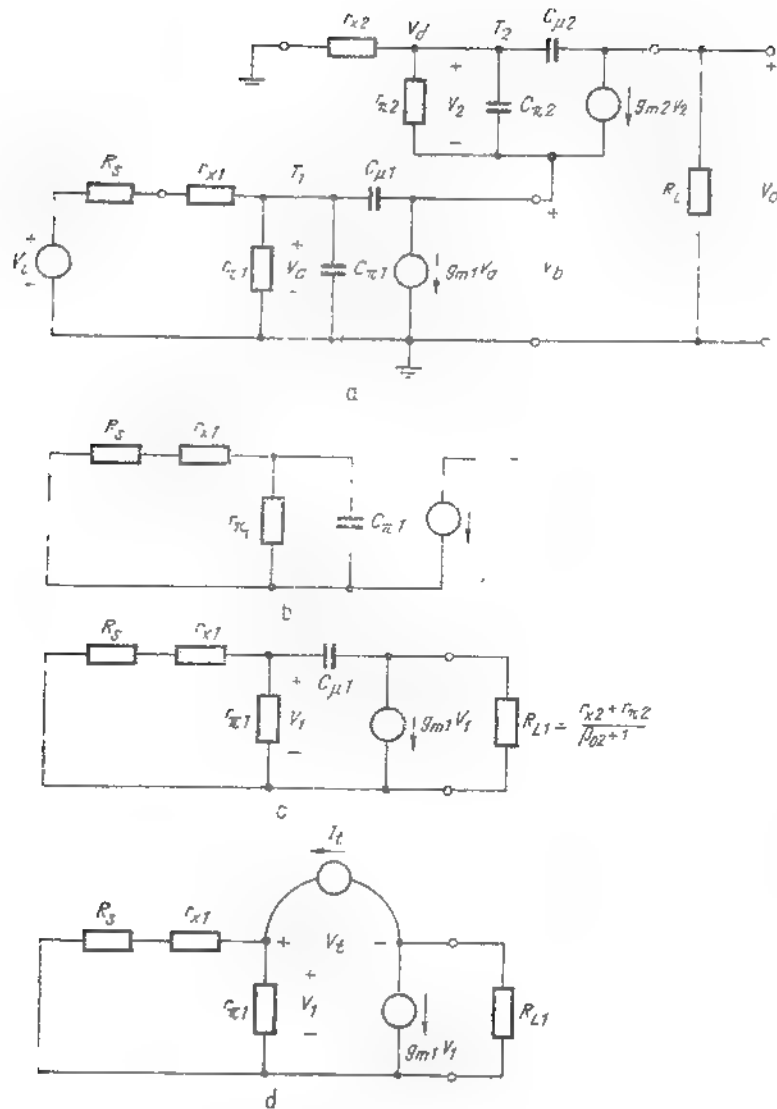
Deci:

$$\tau_{10} = C_{\pi 1} R_{10} = 100(0,117) = 11,7 \text{ ns}.$$

Figura 15.4, c arată rețeaua care rezultă cînd numai capacitatea $C_{\mu 1}$ rămîne în circuit. Impedanța de intrare a tranzistorului T_2 se reduce în aceste condiții la:

$$R_{L1} = \frac{r_{e2} + r_{\pi 2}}{\beta_{02} + 1} \approx \frac{0,270}{100} = 0,0027 \text{ k}\Omega.$$

Chiar cu această simplificare, calculul lui R_{30} , adică a rezistenței care apare la bornele lui $C_{\mu 1}$, nu poate fi efectuat prin simpla observare. O cale relativ directă pentru găsirea lui R_{30} constă în



15.4. Calculul constantelor de timp de circuit deschis asociate cu tranzistorul T_1 în circuitul cascodă.

aplicarea unui curent de test I_t la bornele în chestiune, așa cum se arată în fig. 15.4, d și în calcularea tensiunii rezultante. Alegem ca sursă de test o sursă de curent, deoarece aceasta ne va permite să calculăm V_1 în modul cel mai simplu. Prin inspecție

$$V_1 = I_t [r_{\pi 1} \parallel (r_{x1} + R_0)] = I_t R_{10}.$$

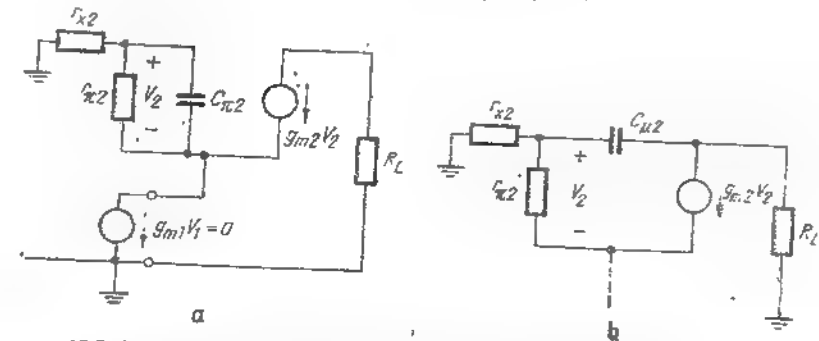
Prin urmare

$$\frac{V_1}{I_t} = R_{10} = R_{10} + g_m R_{10} R_{L1} + R_{L1} =$$

$$= 0,117 + 400 (0,117) 0,0027 + 0,0027 = 0,243 \text{ k}\Omega,$$

De unde

$$\tau_{20} = C_{\mu 1} R_{10} = 5 (0,243) = 1,22 \text{ ns.}$$



15.5. Calculul lui R_{30} și R_0 asociate cu tranzistorul T_2 în circuitul cascodă.

Circuitul din fig. 15.5, a rezultă fiind toate capacitățile din fig. 15.4, a cu excepția lui $C_{\mu 2}$ sunt considerate zero. Călea cea mai simplă pentru a determina pe R_{30} care se găsește la bornele lui $C_{\mu 2}$ este de a considera $C_{\pi 2} = 0$, a aplica o sursă de tensiune de test V_t la bornele capacității și a calcula curentul rezultant I_t (v. problema P. 15.3). Generatorul de curent $g_{m1} V_1$ nu este excitat în aceste condiții, prin urmare apare ca un circuit deschis. Pe de altă parte, generatorul $g_{m2} V_2$ este excitat și de fapt este factorul dominant în G_{30} :

$$\frac{I_t}{V_t} = G_{30} = g_{m2} + g_{m3} = 4 + 400 = 404 \text{ mS},$$

adică

$$R_{30} = 2,47 \text{ }\Omega,$$

de unde

$$\tau_{30} = \frac{C_{\pi 2}}{G_{30}} = \frac{100}{404} = 0,247 \text{ ns.}$$

Figura 15.5, b poate fi folosită pentru a calcula cea de-a patra constantă de timp de circuit deschis. Aplicarea unei excitații la bornele capacității $C_{\pi 2}$ nu poate provoca trecerea unui curent prin ramura $r_{\pi 2}$ deoarece generatorul $g_{m1} V_1$ fiind un circuit deschis, trebuie să avem

$$V_2 = -g_{m2} V_{2\pi 2}$$

și, pentru coeficienți pozitivi, singura soluție a acestei ecuații este $V_2 = 0$. Prin urmare

$$R_{d0} = r_{\pi 2} + R_L = 0,02 + 0,2 = 0,22 \text{ k}\Omega$$

și

$$\tau_{d0} = R_{d0} C_{d2} = 0,22 (5) = 1,1 \text{ ns.}$$

Suma constantelor de timp de circuit deschis este deci

$$\Sigma \tau_{j0} = 11,7 + 1,22 + 0,25 + 1,1 = 14,27 \text{ ns.}$$

Și acum, din ecuația (15.40) :

$$\omega_h \approx -\frac{1}{14,27} = 0,07 \text{ Grad/s}$$

(un rezultat care este cu circa 13% mai mic decât cel obținut prin calculul mai exact efectuat în § 15.1.3).

Indicația importantă pe care o obținem din acest calcul este că factorul dominant care limitează lărgimea de bandă a acestui amplificator este constanta de timp τ_{d0} . Prin urmare reducerea lui $C_{\pi 1}$, $r_{\pi 1}$, sau R_L va contribui apreciabil la creșterea lărgimii de bandă, în timp ce reducerea oricărei alte valori de rezistență sau capacitate va aduce numai schimbări minime.

Pentru a verifica această concluzie s-au efectuat cu ajutorul calculatorului două calcule suplimentare asupra amplificatorului din fig. 15.4, a. În primul, $C_{\pi 1}$ a fost redus de la 100 la 50 pF iar în al doilea, $C_{\pi 2}$ a fost redus de la 100 la 50 pF. Rezultatele sint rezumate în tabelul 15.1, împreună cu rezultatele calcului inițial efectuat pe calculator.

Tabelul 15.1

	$C_{\pi 1} = 100 \text{ pF}$ $C_{\pi 2} = 100 \text{ pF}$	$C_{\pi 1} = 50 \text{ pF}$ $C_{\pi 2} = 100 \text{ pF}$	$C_{\pi 1} = 100 \text{ pF}$ $C_{\pi 2} = 50 \text{ pF}$
s_d	-0,0806 ns ⁻¹	-0,17 ns ⁻¹	-0,0803
s_e	-0,64	-0,44	-0,67
s_f	-4,05	-4,45	-7,20
s_g	-16,5	-20,8	-17,9
ω_h	79,9 Mrad/s	159 Mrad/s	79,7 Mrad/s

Prin urmare, cind $C_{\pi 1}$ este redus la jumătate, lărgimea de bandă aproape se dublează după cum se prevăzuse. De asemenea după cum se prevăzuse, cind $C_{\pi 2}$ este redus la jumătate, nu se obține o îmbunătățire semnificativă a lărgimii de bandă (este chiar surprinzătoare ușoara descreștere a lărgimii de bandă).

Pentru a întări concepțul de constante de timp de circuit deschis, se recomandă cititorului să calculeze τ_0 și τ_{d0} pentru etajul simplu cu emitorul comun discutat la finele §15.1.3 și să compare rezultatele cu cele obținute pentru cascadă (v. problema P.15.4).

15.2.5. O utilă verificare de calcul

Este o chestiune simplă verificarea corelației între constantele de timp de circuit deschis și frecvențele naturale. Egalind raportul a_1/a_0 în ecuația (15.20) cu raportul primilor doi termeni ai numitorului din ecuația (15.11), cu parantezele deschise, găsim :

$$\frac{a_1}{a_0} = -\left(\frac{1}{s_d} + \frac{1}{s_e} + \frac{1}{s_f} + \frac{1}{s_g} \right) \quad (15.41)$$

Prin urmare, din ecuația (15.38), găsim :

$$-\left(\frac{1}{s_d} + \frac{1}{s_e} + \frac{1}{s_f} + \frac{1}{s_g} \right) = \sum_j \tau_{j0} \quad (15.42)$$

sau, în general

$$-\sum_j \frac{1}{s_j} = \sum \tau_{j0} \quad (15.43)$$

Se va observa că aceasta este o expresie exactă, prin urmare poate fi folosită pentru verificarea calculelor, cu oricite cifre semnificative dorim (v. problemele P.15.5, P.15.6, și P.15.7). În exemplul de față, pentru $C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = 100 \text{ pF}$, $-\Sigma 1/s_j = 14,3$, ceea ce este în concordanță, la precizia care se poate obține pe riglă, cu suma $\Sigma \tau_{j0} = 14,27$ așa cum s-a calculat în pag. 30.

15.2.6. Metodă de proiectare pentru mai multe etaje

Sintem acum în situația de a schița o metodă relativ simplă pentru proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje astfel încît să satisfacă anumite specificații de amplificare și bandă. Trebuie scos în evidență că metoda sugerată mai jos nu este unică. Sint posibile diferite metode de proiectare și cititorului i se recomandă să exploreze alte metode sau chiar mai bine să elaboreze una proprie.

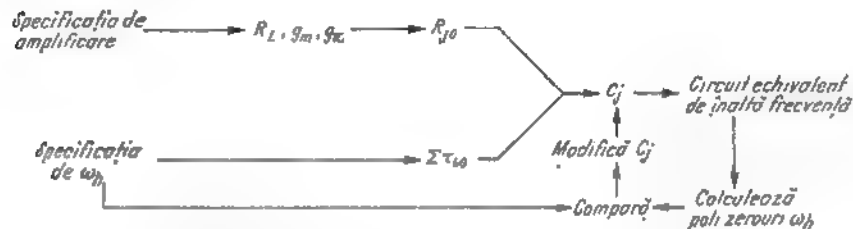
În metoda de proiectare pe care o vom urmări în acest capitol și în cel următor vom găsi mai întii parametrii rezistivi R_L , g_m , r_{π} și așa mai departe,

care sînt necesari pentru ca rețeaua să satisfacă specificația de amplificare la frecvențe mijlocii. Calculăm după aceea rezistențele de circuit deschis. Din specificația frecvenței 0,707 (de tăiere) superioare, ω_h , calculăm $\Sigma \tau_{jo}$, folosind ecuația (15.40) în continuare, folosind relația:

$$\Sigma \tau_{jo} = \Sigma R_{jo} C_j \quad (15.44)$$

putem alege un tranzistor cu valori potrivite ale lui C_n și C_u ținînd seama de astfel de considerente cum ar fi costul relativ și disponibilitatea tranzistoarelor care satisfac aceste cerințe. Aceasta completează prima aproximație de proiectare a amplificatorului (în afară de rețelele de polarizare și de condensatoarele de cuplaj și decuplare).

În continuare, scriem ecuațiile pe noduri pentru circuitul echivalent de frecvențe mijlocii și înalte care a fost dedus mai sus, și calculăm polii și ω_h pentru funcția de transfer specificată (de exemplu pentru amplificarea de tensiune). Dacă valoarea calculată pentru ω_h este inacceptabil de îndepărtată de valoarea specificată, anumite valori ale lui C_n și C_u (adică de fapt tranzistoare) pot fi schimbate. După cum am văzut mai sus, constantele de timp de circuit deschis constituie o îndrumare excelentă cu privire la elementele care trebuie să fie schimbate. Această metodă de proiectare este prezentată sub forma unui graf în fig. 15.6



15.6. Desfășurarea calculului în proiectarea amplificatorului cu mai multe etaje.

Metoda de proiectare pentru a obține un anumit punct de 0,707 la frecvențe joase, ω_l , este asemănătoare celei schițate mai sus, în afară de faptul că se bazează pe constantele de timp de scurtcircuit. Vom ilustra metoda generală în paragraful următor, pe exemplul proiectării unei rețele de polarizare pentru amplificatorul cascodă. Exemple de proiectare de înaltă frecvență, pentru a obține o anumită frecvență limită superioară, ω_h , se dau în capitolul 16.

15.3. PROIECTAREA DE JOASĂ FRECVENȚĂ A AMPLIFICATORULUI CASCODĂ¹⁾

15.3.1. Calculul valorilor rezistențelor

Pentru simplificarea prezentării, circuitul cascodă ilustrat în § 15.1.1 folosea o schemă de polarizare foarte rudimentară și nepractică. În acest paragraf discutăm proiectarea unei scheme mai practice. După cum se poate vedea din circuitul reprezentat în fig. 15.7 rețeaua de polarizare este o simplă extindere a rețelelor discutate în cap. 13. Divizorul de tensiune are acum trei rezistențe, R_{b1} , R_{b2} , și R_{b3} pentru a stabili atât valoarea tensiunii la baza tranzistorului T_2 cît și cea la baza lui T_1 , de asemenea s-a adăugat un al treilea condensator C_b pentru a asigura un scurtcircuit de c.a. de la baza lui T_2 la masă.

Din punct de vedere al stabilității polarizării de c.c., acest circuit este în mod intrinsec ceva mai stabil decît circuitul comparabil pentru un singur etaj.

Curentul de bază al tranzistorului T_2 trece prin rezistența R_{b1} producînd o cădere de tensiune suplimentară care tinde să se opună oricăror schimbări ale punctului de funcționare produse de variații ale temperaturii. Totuși, deoarece curenții de bază ai celor două tranzistoare sînt comparabili și de obicei mult mai mici decît curentul prin R_{b1} , R_{b2} și R_{b3} , îmbunătățirea în stabilitate este neînsemnată. Prin urmare, rezistențele de polarizare pot fi alese folosind metodele din cap. 13, dacă ignorăm efectele celui de-al doilea tranzistor și presupunem că rezistența Thévenin pe care o vede baza lui T_1 este:

$$R_b \approx R_{b3} || (R_{b2} + R_{b1}). \quad (15.45)$$

Pentru a fi succinți vom folosi metoda de proiectare după „manual” prezentată în § 13.4.2. pentru a alege R_{b1} , R_{b2} și R_{b3} astfel încît să dea curentul de colector dorit, de 10 mA. Alegem mai întîi o rezistență de emitor de 300 Ω pentru a asigura o cădere de tensiune de 3 V între emitor și masă. Alegem după aceea R_b aproximativ de 10 ori R_e , să zicem 5 k Ω . Dacă pentru simplitate neglijăm curentul de bază care trece prin divizorul de tensiune, atunci alegînd $V_C = 22$ V, $R_{b1} = 24$ k Ω , $R_{b2} = 6$ k Ω și $R_{b3} = 6$ k Ω . vom situa tensiunile de la bază la masă ale lui T_1 și T_2 la 3,7 și 7,4 V respectiv (pentru calcule mai exacte vezi problemele P. 15.8, P. 15.9 și P. 15.10) Să trecem acum la un aspect mai interesant al proiectării: cum să alegem valorile lui C_n , C_c și C_b pentru a obține punctul de 0,707 de frecvență joasă dorit.

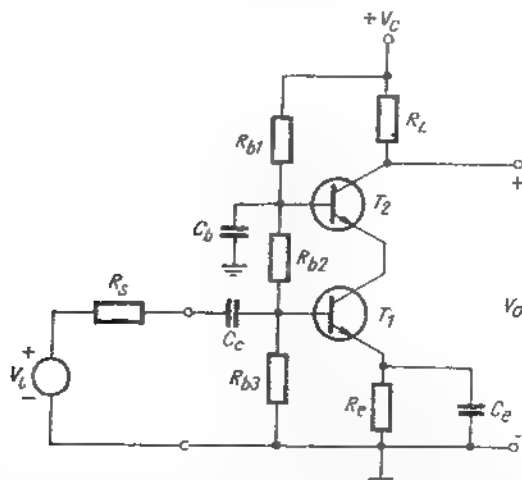
¹⁾ Acest paragraf poate fi parcurs după cap. 16 fără a se pierde continuitatea (NA).

15.3.2. Calculul valorilor capacităților de cuplaj și de decuplare

Circuitul echivalent complet de semnal mic al cascadei din fig. 15.7 ar avea 7 capacități în total. Totuși dacă punctele de 0,707 la frecvențe înalte și joase se specifică drept

$$\omega_h = 80 \text{ Mrad/s}$$

$$\omega_l = 1000 \text{ rad/s}$$



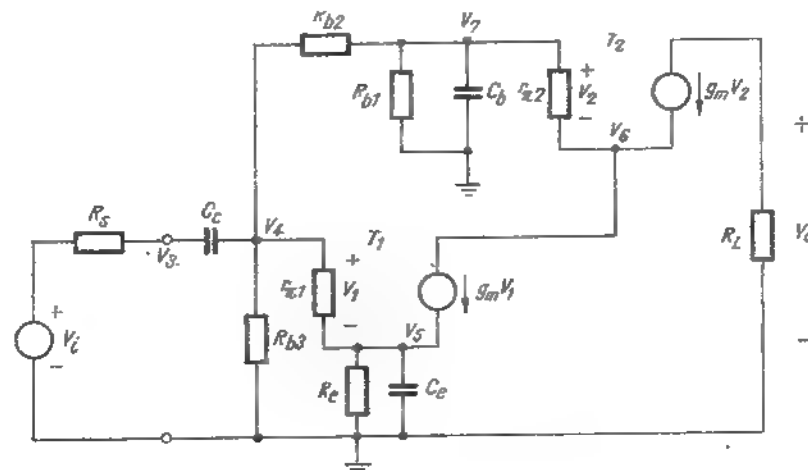
15.7. Circuit de polarizare pentru un amplificator cascoda.

avem în mod evident un domeniu larg de frecvențe mijlocii la care amplificarea rămâne constantă. Urmează din discuția efectuată în § 14.1.1 că trebuie să fim în stare să descompunem acest circuit echivalent de semnal mic cu 7 capacități în două circuite echivalente mai simple. În concret, sintem justificați să desenăm un *circuit echivalent de semnal mic de joasă frecvență* așa cum se arată în fig. 15.8, în care C_π și C_μ sînt întrerupte. De asemenea putem desena un *circuit echivalent de semnal mic de înaltă frecvență* în care C_π , C_μ și C_C sînt scurtcircuitate. Acesta din urmă este exact circuitul echivalent de semnal mic pe care l-am utilizat în § 15.1.

Forma generală a expresiei amplificării la frecvențe joase poate fi determinată prin observarea fig. 15.8. Se va nota că pentru simplitate am reprezentat tranzistoarele prin circuitele echivalente cu r_π și g_m deoarece omiterea lui r_o nu modifică în mod esențial caracterul calculului. Întrucît există trei capacități independente în rețea, expresia amplificării V_o/V_i are

trei poli. De asemenea, V_o/V_i este zero la frecvența zero datorită lui C_C și este finit la „frecvențe înalte” (în realitate domeniul frecvențelor mijlocii al întregului circuit). Singura expresie care satisface tuturor acestor condiții este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K s (s - s_1) (s - s_2)}{(s - s_0) (s - s_m) (s - s_n)} \quad (15.46)$$



15.8. Circuit echivalent de semnal mic la joasă frecvență pentru amplificatorul cascoda din fig. 15.7.

Polul cel mai înalt al acestei expresii va determina în principal frecvența de tăiere joasă a amplificatorului.

Capacitățile acestui circuit echivalent de joasă frecvență (fig. 15.8) în mod evident interacționează (v. § 14.3.2); prin urmare este de așteptat ca fiecare din cei trei poli ai ecuației (15.46) să fie o funcție de toate cele trei capacități. Problema este deci perfect analoagă cu problema proiectării la înaltă frecvență discutată în § 15.1, astfel încît nu-i de loc surprinzător că în rezolvarea ei vom folosi tehnici foarte asemănătoare cu cele discutate în § 15.1 și 15.2. În concret, vom folosi constantele de timp de *scurtcircuit* discutate în § 15.2.2 pentru a găsi valorile capacităților.

Deși poate să nu apară evident în acest punct al discuției, zerourile în ecuația (15.46) vor fi întotdeauna la frecvențe mai joase decît polul cel mai înalt și pentru a simplifica discuția vom presupune, oarecum arbitrar, că toate cele trei zerouri sînt la frecvența zero. (Vom reveni mai tîrziu

pentru a verifica această ipoteză și pentru a o corecta dacă se va dovedi necesar). Pe această bază amplificarea de tensiune devine :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K s^3}{(s-s_m)(s-s_n)(s-s_o)} \quad (15.47)$$

Înmulțind factorii de la numitor obținem :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K' s^3}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (15.48)$$

Urmărind un raționament exact analog celui din § 15.2.1 putem deduce o expresie aproximativă pentru ω_i în funcție de coeficienții polinomului de la numitor :

$$\omega_i \approx \frac{\alpha_2}{\alpha_3} \quad (15.49)$$

(v. problema P. 15.11). Combinând acest rezultat cu ecuația (15.37) obținem :

$$\omega_i \approx \sum_j \frac{1}{\tau_{js}} \quad (15.50)$$

unde τ_{js} denotă constanta de timp a capacității j calculată cu toate celelalte capacități ale rețelei scurtcircuitate.

În această proiectare se cere $\omega_i = 1000 \text{ rad/s}$; prin urmare :

$$\omega_i = 1000 = \frac{1}{\tau_{1s}} + \frac{1}{\tau_{2s}} + \frac{1}{\tau_{3s}}.$$

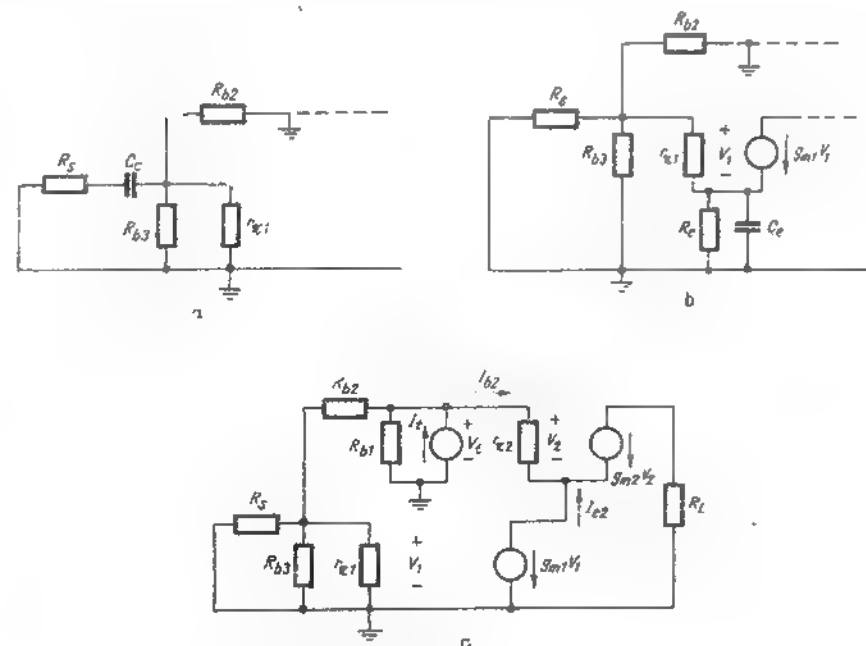
Problema de proiectare are mai puține constrângeri decît sînt necesare, în sensul că această ecuație nu specifică cele trei capacități într-un mod unic; prin urmare, ca primă încercare, vom alege cele trei constante de timp egale. Astfel :

$$\tau_{1s} = \tau_{2s} = \tau_{3s} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ s.}$$

Pe această bază se pot calcula valorile concrete ale capacităților.

Pentru a găsi C_c trebuie mai întîi să determinăm rezistența pe care o vede între bornele sale C_c cînd C_c și C_b sînt scurtcircuitate. Rețeaua adecvată acestui calcul este arătată în fig. 15.9, a. Observînd circuitul,

$$R_{1s} = R_s + R_{b3} || R_{b2} || r_{\pi 1}.$$



15.9. Circuite pentru calculul rezistențelor de scurtcircuit din fig. 15.8.

Folosind datele numerice din § 15.1.2,

$$R_{1s} = 0,2 + 6 || 6 || 0,25 = 0,43 \text{ k}\Omega.$$

Prin urmare

$$C_c = \frac{\tau_{1s}}{R_{1s}} = \frac{3}{0,43} = 7 \text{ }\mu\text{F}.$$

Pentru a găsi C_b , mai întîi determinăm R_{2s} scurtcircuitînd C_c și C_b în fig. 15.8 și obținînd prin aceasta circuitul mai simplu arătat în fig. 15.9, b.

Putem găsi rezistența prin observarea circuitului, folosind relația de transformare a impedanțelor de către repetorul pe emitor :

$$R_{2s} = \frac{(R_s \parallel R_{b3} \parallel R_{b2}) + r_{\pi 1}}{\beta_o + 1} \parallel R_s$$

$$= \frac{0,2 \parallel 6 \parallel 6 + 0,25}{101} \parallel 0,3 = 4,3 \Omega.$$

Prin urmare

$$C_e = \frac{\tau_{2s}}{R_{2s}} = \frac{3}{4,3 \times 10^{-3}} = 700 \mu F.$$

În fig. 15.9, c am scurtcircuitat C_e și C_b și am înlocuit C_b printr-o sursă de tensiune V_t . Acum R_{2s} , adică rezistența pe care o vede C_b , poate fi calculată ca raportul V_t/I_t . Vom recurge la metoda generatorului echivalent de tensiune deoarece existența a două generatoare dependente face calculul prin simpla observare prea riscant. Din figură

$$V_t = \frac{r_{\pi 1} \parallel R_{b3} \parallel R_s}{(r_{\pi 1} \parallel R_{b3} \parallel R_s) + R_{b2}} V_i$$

și

$$I_{b2} = -(1 - \alpha_2) I_{e2} = (1 - \alpha_2) g_{m1} V_t.$$

Deci

$$I_t = \frac{V_t}{R_{b1}} + \frac{V_t}{R_{b2} + r_{\pi 1} \parallel R_{b3} \parallel R_s} + \frac{V_t(1 - \alpha_2) g_{m1} (r_{\pi 1} \parallel R_{b3} \parallel R_s)}{r_{\pi 1} \parallel R_{b3} \parallel R_s + R_{b2}}.$$

Rezistența paralel este

$$r_{\pi 1} \parallel R_{b3} \parallel R_s = 0,25 \parallel 6 \parallel 0,2 = 0,109 \text{ k}\Omega.$$

Deci

$$G_{3s} = \frac{I_t}{V_t} = \frac{1}{24} + \frac{1}{6 + 0,109} + \frac{(400/101) 0,109}{6 + 0,109} = 0,276 \text{ mS}$$

și

$$C_b = \tau_{3s} G_{3s} = 3 \times 0,276 = 0,83 \mu F.$$

Valorile de capacități rezultate din proiectare se împrăștie pe trei ordine de mărime. Aceasta indică probabil că proiectarea nu este optimă, fie din punct de vedere al costului, fie din punct de vedere al dimensiunilor fizice. Din fericire există un număr infinit de seturi de capacități care satisfac ecuația de proiectare

$$\omega_i = 1000 \approx \frac{1}{\tau_{1s}} + \frac{1}{\tau_{2s}} + \frac{1}{\tau_{3s}}$$

deoarece problema de proiectare are mai puține constrângeri decît este necesar. Acum devine clar din valorile de rezistențe de scurtcircuit calculate mai sus că putem reduce într-o anumită măsură împrăștierea în valorile capacităților alegînd τ_{2s} mai mic decît τ_{1s} și τ_{3s} . Deci o a doua încercare de proiectare rezonabilă ar putea fi

$$\tau_{2s} = 1,25 \text{ ms}$$

$$\tau_{1s} = \tau_{3s} = 10 \text{ ms}.$$

Combinînd aceste constante de timp cu rezistențele de scurtcircuit corespunzătoare obținem :

$$C_s = \frac{10}{0,43} = 23,2 \mu F$$

$$C_e = \frac{1,25}{4,3} = 290 \mu F$$

$$C_b = 10 \times 0,267 = 2,76 \mu F.$$

Costul acestei soluții va fi ceva mai scăzut decît al celei precedente (v. problema P.15.12).

15.3.3. Verificarea proiectării folosind un calculator electronic¹⁾

După ce am ales valorile componentelor recurgem la un calcul pe calculator pentru a verifica proiectarea. Pentru a găsi frecvențele naturale

¹⁾ Cititorii care nu au acces la un calculator electronic numeric pot omite acest paragraf fără pierderea continuității.

ale circuitului echivalent de joasă frecvență (fig. 15.8) scriem mai întâi ecuațiile pe noduri:

$$V_1 G_s = V_2 (G_s + sC_s) - V_4 sC_s \quad (15.51 \text{ a})$$

$$0 = V_3 sC_s + V_4 (G_{b3} + G_{b2} + g_{m1} + sC_s) - V_5 g_{m1} - V_7 G_{b3} \quad (15.51 \text{ b})$$

$$0 = -V_4 (g_{m1} + g_{m1}) + V_5 (G_s + g_{m1} + g_{m1} + sC_s) \quad (15.51 \text{ c})$$

$$0 = V_4 g_{m1} - V_5 g_{m1} + V_6 (g_{m3} + g_{m3}) - V_7 (g_{m2} + g_{m2}) \quad (15.51 \text{ d})$$

$$0 = -V_4 G_{b3} - V_5 g_{m2} + V_7 (G_{b1} + G_{b2} + g_{m2} + sC_b) \quad (15.51 \text{ e})$$

$$0 = V_4 g_{m2} - V_7 g_{m2} + V_0 G_L \quad (15.51 \text{ f})$$

Este clar din circuit că la nodul V_0 nu sînt conectate elemente care să înmagazineze energie și că tensiunea V_0 nu se cuplează înapoi la restul rețelei. Prin urmare putem elimina ecuația (15.51 f) din ecuațiile pe noduri și totuși putem obține corect frecvențele naturale, (referindu-ne la determinant, coloana a 6-a conține numai un termen, G_L ; prin urmare G_L este un factor constant care înmulțește minorul de cinci pe cinci Δ_{66}). Înlocuind valorile numerice calculate mai sus în aceste ecuații (unități de mS, μ F, ms) obținem:

$$5V_1 = (5 + s23,2)V_2 - s23,2V_4 \quad (15.52 \text{ a})$$

$$0 = -s23,3V_2 + (4,34 + s23,2)V_4 - 4V_5 - 0,17V_7 \quad (15.52 \text{ b})$$

$$0 = -404V_4 + (407,33 + s290)V_5 \quad (15.52 \text{ c})$$

$$0 = 400V_4 - 400V_5 + 404V_6 - 404V_7 \quad (15.52 \text{ d})$$

$$0 = -0,17V_4 - 4V_6 + (4,21 + s2,76)V_7 \quad (15.52 \text{ e})$$

Deși aceste ecuații reprezintă o descriere completă și corectă a rețelei, apare încă o dificultate cînd se încearcă rezolvarea determinantului rezultat prin conversia la forma cu valori proprii din ecuația (15.8). Problema constă în faptul că sînt numai trei frecvențe naturale (v. ecuația 15.46) dar avem cinci ecuații pe noduri. Exprimat altfel, determinantul ecuațiilor (15.25) nu va fi de ordinul 5 în s ci numai de ordinul 3, deoarece ecuația (15.52 d) nu conține termeni în s iar termenii în s pot fi eliminați din ecuația (15.52 a) prin substituție din ecuația (15.52 b). Programele de calcul din anexele C și D efec-

tuează automat această reducere. Folosind oricare din aceste programe obținem rădăcinile de joasă frecvență

$$s_m = -0,916 \text{ ms}^{-1}$$

$$s_n = -0,084$$

$$s_o = -0,0084$$

(v. problema P.15.13).

O verificare rapidă a tuturor calculelor pînă la acest punct poate fi efectuată folosind o relație similară ecuației (15.43). Putem arăta din ecuațiile (15.11) și (15.20) că:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = -(s_d + s_e + s_f + s_g) \quad (15.53)$$

Prin urmare, din ecuația (15.37)

$$s_d + s_e + s_f + s_g = -\sum \frac{1}{\tau_{js}} \quad (15.54)$$

sau în general

$$-\sum_j s_j = \sum \frac{1}{\tau_{js}} \quad (15.55)$$

în acest exemplu avem

$$-\sum s_j = 0,916 + 0,084 + 0,0084 = 1,008 \text{ ms}^{-1}$$

ceea ce reprezintă o bună verificare deoarece $\sum 1/\tau_{js} = 1000 \text{ rad/s}$.

Zerourile funcției de transfer pot fi găsite evaluînd rădăcinile minorului adecvat, Δ_{10} , din ecuația (15.51):

$$s_1 = -0,0115 \text{ ms}^{-1}$$

$$s_2 = -0,076 \text{ ms}^{-1}$$

Funcția de transfer la joasă frecvență este deci:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{K's(s + 0,076)(s + 0,0115)}{(s + 0,916)(s + 0,084)(s + 0,0084)}$$

Calculul direct al frecvenței de 0,707, ω , prin determinarea lui $|V_o/V_i|^2$ și egalarea lui cu $(K')^2/2$, dă:

$$\omega_1 = 0,92 \text{ krad/s.}$$

Acesta este un calcul simplu dacă ignorăm polul și zerourile cele mai joase ca fiind în mod evident neimportante în acest calcul. Valoarea lui ω_1 se abate cu mai puțin de 8% față de valoarea dorită, validînd astfel proiectarea de joasă frecvență efectuată (v. problema P.15.14). Mai mult, soluția reală va folosi valorile de capacități standardizate și nu valorile neobișnuite rezultate din calcul. Aceste abateri față de valorile rezultatelor din proiectare, împreună cu toleranțele relativ largi asupra valorilor condensatoarelor electrolitice vor face ca eroarea de proiectare de 8% să fie ne semnificativă.

Pentru a găsi ω_1 în cazuri mai complicate, se poate obține din ecuația (15.46) o relație aproximativă cam în același fel în care s-a făcut aceasta pentru ω_1 în § 15.1.3. Rezultatul este

$$\omega_1^2 = s_m^2 + s_n^2 + s_o^2 + \dots \quad (15.56)$$

(v. problema P. 15.15). Dacă se amestecă și zerouri cu polii nedominanți, deducerea poate fi extinsă pentru a da

$$\omega_1^2 = s_m^2 + s_n^2 + s_o^2 - 2s_1^2 - 2s_2^2 \dots \quad (15.57)$$

(v. problema P. 15.16) Dacă un pol nedominant și un zero sînt aproape unul de celălalt, să zicem în limitele a 20%, este cel mai bine să eliminăm perechea și să calculăm ω_1 pe baza restului polilor și zerourilor.

BIBLIOGRAFIE

- 15.1. G. E. Valley și H. Wallman, *Vacuum Tube Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1949.
- 15.2. F. F. Kuo, *Network Analysis and Synthesis*, J. Wiley, New York, 1962.
- 15.3. L. E. Dickson, *New First Course in the Theory of Equations*, J. Wiley, New York, 1962.
- 15.4. APL/360 *User's Manual*, Thomas J. Watson Research Center IBM, 1968.

PROBLEME

P.15.1. La frecvențe foarte înalte, adică pentru s mare, fiecare condensator dintr-un circuit începe să semene cu un scurtcircuit. Scurtcircuitați condensatoarele din fig. 15.2 și demonstrați că, independent de ordinea în care se efectuează scurtcircuitarea, există numai o

cale de scurtcircuit spre masă, prin urmare la frecvențe foarte înalte funcția de transfer V_o/V_i trebuie să se comporte ca $1/s$ (v. pag. 14).

P.15.2. Să se calculeze $|V_o/V_i|^2$ din ecuația (15.20) și din aceasta să se deducă expresia aproximativă pentru ω_1 dată de ecuația (15.21).

P.15.3. În fig. 15.5 a luați C_{n2} egal cu zero, aplicați un generator de curent de testare I_t între borne și calculați tensiunea rezultantă V_t . Comparați cu rezultatele pentru R_{20} date în pag. 29. Comentati asupra simplității de calcul prin această metodă și prin metoda generatorului de tensiune folosită în text.

P.15.4. Să se calculeze constantele de timp de circuit deschis pentru amplificatorul cu un singur etaj cu emitor comun discutat la finele § 15.1.3. Să se compare valorile obținute cu valorile corespunzătoare la amplificatorul cascodelui. Să se explice toate diferențele mai mari (vezi pag. 30).

P.15.5. Să se aplice ecuația (15.43) calculelor asupra amplificatorului cascodelui din paragrafele 15.1.3. și 15.2.4 pentru a verifica rezultatul dat pe pagina 30).

P.15.6. Să se aplice ecuația 15.43 amplificatorului cascodelui modificat prezentat în tabelul 15.1 ($C_{n1}=50 \text{ pF}$, $C_{n2}=100 \text{ pF}$) verificîndu-se astfel calculele constantei de timp și frecvențelor naturale (vezi pag. 30).

P.15.7. (a) Să se găsească cei doi poli de înaltă frecvență ai amplificatorului cu un singur etaj discutat la finele § 15.1.3.

b) Să se verifice aceste calcule și cele făcute în problema P. 15.4. folosind ecuația (15.43).
P.15.8. Să se calculeze tensiunile de c.c. de la bază la masă în fig. 15.7, presupunînd $R_{b1}=24 \text{ k}\Omega$, $R_{b2}=6 \text{ k}\Omega$, $R_{b3}=6 \text{ k}\Omega$, $R_e=300 \Omega$, $V_{cc}=22 \text{ V}$, $R_L=200 \Omega$. Să se includă efectul curentului de bază. Parametrii tranzistorului sînt dați în pag. 15 (v. pag. 33).

P.15.9. Să se calculeze stabilitatea punctelor de funcționare determinate în proiectarea „după manual” a rețelei de polarizare pentru cascodelui dată în § 15.3.1. Parametrii circuitului sînt dați în problema P.15.8. Să se presupună că ambele tranzistoare sînt cu siliciu, cu β egal cu 100 la 20°C și 160 la 125°C (v. pag. 33).

P.15.10. Să se proiecteze rețeaua de polarizare pentru amplificatorul cascodelui din fig. 15.7, folosind metoda de proiectare mai complexă schițată în § 15.5, (vezi pag. 33).

P.15.11. Să se deducă ecuația (15.49) din ecuația (15.45) (v. pag. 36).

P.15.12. Folosind drept referință un catalog de componente electronice cu prețuri, să se calculeze costul și volumul total al condensatoarelor în cele două soluții de proiectare de joasă frecvență discutate în § 15.3.2. Să se folosească valorile standardizate cele mai apropiate celor tabulate mai jos.

	Soluția 1	Soluția 2
C_c	7 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$	23 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$
C_e	700 $\mu\text{F}/4 \text{ V}$	290 $\mu\text{F}/4 \text{ V}$
C_b	0,83 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$	2,7 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$

O întrebare în continuare a lui τ_{22} va reduce costul? Să se explice.

P.15.13. Să se elimine V_{b3} și V_{e3} din ecuațiile (15.52) și să se găsească după aceea cele trei frecvențe naturale ale rețelei din determinantul 3×3 rămas. Să se compare rezultatele cu valorile lui s_m , s_n , s_o , date în text (v. pagina 41).

P.15.14. Să se completeze proiectarea capacităților rețelei de polarizare din §15.3.3 prin calcularea punctului de 0,707 la frecvențe joase din valorile calculate pentru poli și zerouri date în pagina 41. Să se compare cu rezultatele date de ecuațiile (15.56) și (15.57).

P.15.15. Să se deducă ecuația (15.56).

P.15.16. Să se deducă ecuația (15.57).

P.15.17. Să se estimeze timpul de creștere al amplificatorului cascodelui al cărui parametri sînt dați în § 15.1.2.

P.15.18. Să se calculeze valoarea exactă a frecvenței de 0,707, ω_h pentru cele două expresii de mai jos ale amplificărilor:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(s+1)^2}$$

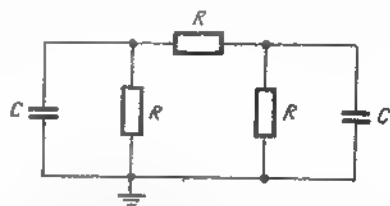
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{(s+1)(s+100)(s+100)}$$

Să se calculeze acum valorile aproximative pentru ω_h în fiecare din cele două cazuri folosind ecuațiile (15.17) și (15.9). Să se tabuleze rezultatele pentru o comparație ușoară și să se comenteze asupra preciziei celor două metode aproximative.

P.15.19. Să se înmulțească factorii numitorilor în fiecare din expresiile date în problemă a (P.15.18) și să se determine pe această bază ω_h cu ajutorul ecuației (15.22). Să se compare cu rezultatele corespunzătoare din problema P.15.18 și să se comenteze.

P.15.20. Să se aleagă capacitățile de cuplaj și decuplare pentru amplificatorul cu un singur etaj discutat în § 14.3.3 dar în acest caz să se folosească metoda de proiectare de joasă frecvență dezvoltată în § 15.3. Să se proiecteze pentru un punct de 0,707 la joasă frecvență de 50 Hz. Să se compare cu valorile deduse în cap. 14 și să se estimeze costul relativ al celor două soluții.

P.15.21. Să se scrie ecuațiile pe noduri pentru circuitul din fig. 15.10. Să se introducă coeficienții în calculator și să se găsească frecvențele naturale ale circuitului. Acum să se explice fizic soluția care se obține.



15.10. Circuit simplu : $C = 1 \mu F$, $R = 1 \Omega$.

P.15.22. Pentru amplificatorul cu un singur etaj cu emitorul comun arătat în fig. 14.16 să se calculeze pe calculator frecvențele naturale ale circuitului echivalent de semnal mic la frecvențe înalte, presupunând următoarele valori pentru componente : $g_m = 400 \text{ mS}$, $g_{\pi} = 4 \text{ mS}$, $C_{\pi} = 150 \text{ pF}$, $C_{\mu} = 5 \text{ pF}$, $r_{\pi} = 25 \Omega$, R_{s1} și R_{s2} foarte mari, $R_1 = 300 \Omega$, $C_c = C_e = 1.000 \mu F$, $R_2 = 200 \Omega$. Să se schițeze răspunsul cu frecvența (modulul și faza) al lui $V_o/V_i(j\omega)$ pe baza acestui calcul. Pentru simplitate să se folosească coordonate dublu logaritmice. Să se compare aceste rezultate cu cele obținute folosind aproximația cu un singur pol din § 14.5.2.

P. 15.23. Să se proiecteze un amplificator cu mai multe etaje care să satisfacă următoarele specificații minime :

- amplificarea de tensiune la frecvența mijlocie (modul) = 3 000 ;
- frecvență de 0,707 superioară $f_h = 2 \text{ MHz}$;
- rezistența R_s a generatorului de semnal = 100 Ω .

Să se ignoreze considerațiile asupra polarizării în afară de specificarea punctului de funcționare (V_{CE} , I_C sau V_{DS} , I_D) pentru fiecare dispozitiv activ. Să se aibă în vedere factorii economici : tranzistoarele cu f_T mai mare de 1 000 MHz sînt relativ scumpe, la fel dispozitivele avînd C_{μ} mai mic de 1 pF. Să se tabuleze rezultatele obținute. Să se verifice proiectarea pe calculator.

CAPITOLUL 16

ALTE EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

ALTE EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

- 16.1. Proiectarea etajelor cu emitorul comun în cascadă
 - 16.1.1. Calculul amplificării
 - 16.1.2. Calculul lărgimii benzii
 - 16.1.3. Verificarea calculului
 - 16.1.4. Considerații legate de polarizarea în c.c. a amplificatorului
 - 16.2. Amplificator cu cuplaj prin emitor
 - 16.2.1. Analiză preliminară
 - 16.2.2. Proiectarea
 - 16.2.3. Verificarea calculului cu ajutorul calculatorului
 - 16.3. Amplificatoare cu mai multe etaje utilizând atât tranzistoare TEC cît și tranzistoare bipolare
 - 16.3.1. Perechea sursă comună-bază comună
 - 16.3.2. Perechea drenă comună-bază comună
 - 16.4. Structuri mai complicate cu mai multe etaje
- Bibliografie*
Probleme

16

Alte exemple de amplificatoare cu mai multe etaje

16.1. PROIECTAREA ETAJELOR CU EMITORUL COMUN ÎN CASCADĂ

În capitolul precedent am prezentat teoria și modul de proiectare a amplificatoarelor cu mai multe etaje. Pentru a ilustra acest mod de proiectare, vom da în acest capitol încă două exemple legate între ele prin noua teorie. În acest paragraf vom discuta despre amplificatoarele cu două și cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă, iar în paragraful următor vom prezenta așa-numita pereche cuplată prin emitor.

Să încercăm a proiecta o cascadă cu etaje de amplificare cu emitorul comun care să satisfacă următoarele cerințe :

- amplificarea de tensiune : cel puțin 7000 ;
- frecvența limită superioară (corespunzătoare atenuării cu 0,707), f_h cel puțin 3 MHz ;
- rezistența sursei, R_s : 50 Ω .

Asemenea cerințe sînt imposibil de satisfăcut cu un singur etaj de amplificare (v. de exemplu calculul de la sfîrșitul § 15.1.3). Este posibil, însă, de îndeplinit aceste condiții dacă se proiectează un amplificator cu două etaje cu amplificarea per etaj de aproximativ 85 sau cu trei etaje cu amplificarea per etaj de aproximativ 19. Să schițăm mai întîi proiectarea amplificatorului cu două și cu trei etaje care să satisfacă condițiile impuse de amplificare și de bandă, lăsînd pentru moment la o parte considerațiile de polarizare.

16.1.1. Calculul amplificării

În fig. 16.1, a se prezintă un amplificator cu două etaje cu emitorul comun în cascadă. Circuitul elementar de polarizare este astfel ales încât ambele tranzistoare funcționează în regiunea activă; prin urmare, pentru calculul amplificării în mijlocul benzii este valabil circuitul echivalent

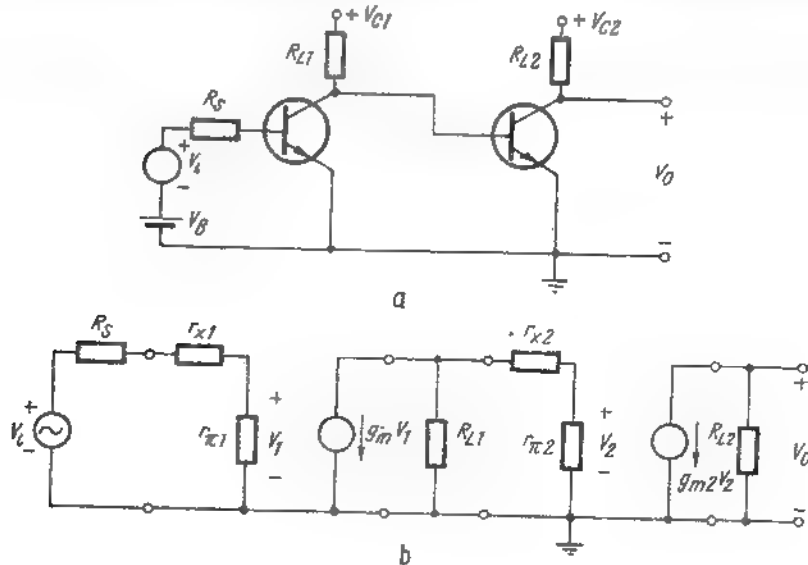


Fig. 16.1. Amplificator cu două etaje, cu emitorul comun în cascadă.

din fig. 16.1, b. Din examinarea acestui circuit rezultă că amplificarea de tensiune în mijlocul benzii este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 1} + r_{s1} + R_s} \right) g_{m1} \left(\frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi 2} + r_{s2}} \right) r_{\pi 2} g_{m2} R_{L2} \quad (16.1)$$

divizor de tensiune divizor de curent

Deoarece multe tranzistoare au \$f_T\$ maximă pentru curenți de colector cuprinși între 10 și 20 mA să presupunem, la început, că \$I_C = 10\$ mA. De asemenea, deoarece multe tranzistoare au valorile lui \$\beta_0\$ în jur de 100 să ne bazăm proiectarea pe această valoare.

Deci

$$g_m = 0,4 \text{ S}$$

$$r_{\pi} = 250 \Omega$$

$$r_s = 25 \Omega \text{ (tipică pentru acest curent de colector).}$$

Ecuția (16.1) poate fi acum utilizată împreună cu amplificarea de tensiune specificată de 7000 pentru a găsi valorile pentru \$R_{L1}\$ și \$R_{L2}\$:

$$\frac{100}{325} \left(\frac{R_{L1}}{275 + R_{L1}} \right) 100 R_{L2} > 7000.$$

Există multe posibilități de a alege \$R_{L1}\$ și \$R_{L2}\$, însă pentru a menține valabilitatea circuitului echivalent simplificat \$\pi\$-hibrid este nevoie ca \$g_m R_L\$ să fie mai mic decât aproximativ 100.

Deci

$$R_{L2} \leq 250 \Omega.$$

Pentru a satisface amplificarea cerută cu \$R_{L2} = 250 \Omega\$ trebuie ca

$$R_{L1} \geq 2760 \Omega;$$

valorile finale vor fi dictate din condiția de lărgime a benzii după cum vom vedea în curînd.

Pentru proiectarea amplificatorului cu trei etaje, expresia amplificării de tensiune este similară în formă cu ecuația (16.1):

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 1} + r_{s1} + R_s} \right) g_{m1} \left(\frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi 2} + r_{s2}} \right) r_{\pi 2} g_{m2} \left(\frac{R_{L2}}{R_{L2} + r_{\pi 3} + r_{s3}} \right) \times$$

divizor de tensiune divizor de curent divizor de curent

$$\times r_{\pi 3} g_{m3} R_{L3}. \quad (16.2)$$

În această ecuație \$R_{L1}\$, \$R_{L2}\$ și \$R_{L3}\$ trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$\frac{100}{325} \left(\frac{R_{L1}}{275 + R_{L1}} \right) 100 \left(\frac{R_{L2}}{275 + R_{L2}} \right) 100 R_{L3} > 7000.$$

Din nou, există multe seturi de rezistoare care pot satisface această cerință și valoarea finală va fi dictată de alte considerații între care și lărgimea benzii. Pentru a simți ordinul de mărime al rezistoarelor de sarcină notăm că, dacă presupunem în mod arbitrar că $R_{L1} = R_{L2} = R_{L3}$, oricare valoare R_L mai mare decât 60Ω va satisface condiția de amplificarea. Această valoare este așa de mică încât este mai înțelept să reducem curentul de colector al primului etaj, în acest fel reducând zgomotul tranzistorului pe socoteala amplificării. Această posibilitate va fi examinată mai târziu.

16.1.2. Calculul lărgimii benzii

Pentru a alege tranzistoarele care satisfac condiția de lărgime a benzii, desenăm schema echivalentă de semnal mic completă (fig. 16.2) și calculăm rezistențele în circuit deschis. Calculul este aproape identic cu

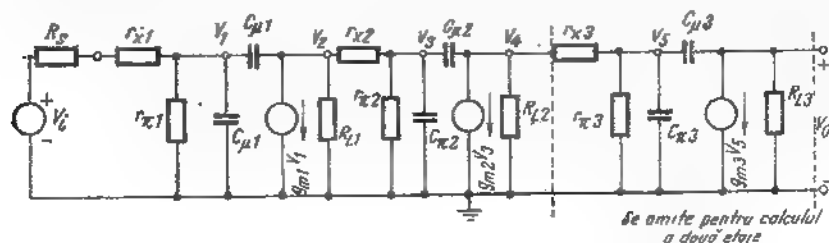


Fig. 16.2. Schema echivalentă completă de semnal mic a amplificatorului cu două și trei etaje cu emitorul comun în cascadă.

acela pentru etajul cu emitorul comun din fig. 15.4, a și de aceea nu va fi reprodus în detaliu. O mică parte a circuitului care ține de calculul lui R_{10} , rezistența în paralel cu $C_{\mu 1}$ când toate celelalte capacități sînt în circuit deschis, este arătată în fig. 16.3, a. Este clar că :

$$R_{10} = r_{\pi 1} || (r_{x1} + R_s). \quad (16.3)$$

În mod similar, rezistența în paralel cu $C_{\mu 2}$, este :

$$R_{20} = r_{\pi 2} || (r_{x2} + R_{L1}) \quad (16.4)$$

și în cazul amplificatorului cu trei etaje, R_{30} , rezistența în paralel cu $C_{\mu 3}$, este :

$$R_{30} = r_{\pi 3} || (r_{x3} + R_{L2}). \quad (16.5)$$

1) Sau între bornele capacității $C_{\pi 1}(NT)$.

Porțiunea din circuitul din fig. 16.2 necesară calculului R_{20} , rezistența în circuit deschis în paralel cu $C_{\mu 1}$, este arătată în fig. 16.3, b. Calculul de acest tip a fost discutat în § 15.2.4., astfel că putem modifica rezultatul pentru a corespunde acestei configurații :

$$R_{20} = R_{10} + (1 + R_{10}g_{m1}) [R_{L1} || (r_{x2} + r_{\pi 2})]. \quad (16.6)$$

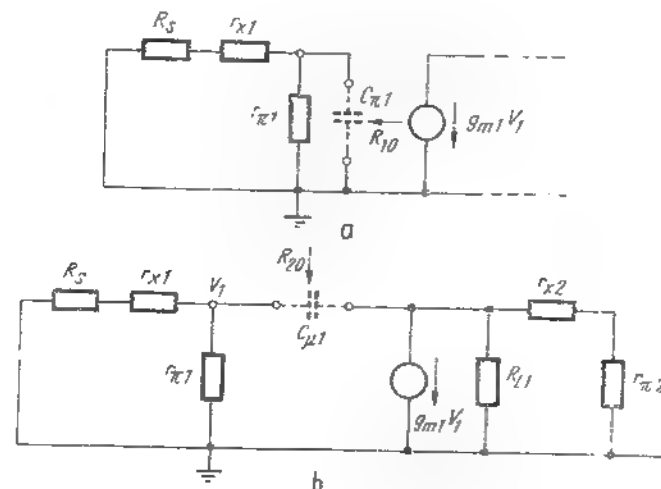


Fig. 16.3. Subcircuite pentru calculul lui R_{20} într-un amplificator cu etaje cu emitorul comun în cascadă.

În mod similar, pentru R_{40} , rezistența în paralel cu $C_{\mu 2}$ din amplificatorul cu două etaje :

$$R_{40} = R_{30} + (1 + R_{30}g_{m2}) R_{L2}. \quad (16.7)$$

Pentru amplificatorul cu trei etaje :

$$R_{40} = R_{20} + (1 + R_{20}g_{m2}) [R_{L2} || (r_{x3} + r_{\pi 3})] \quad (16.8)$$

și

$$R_{60} = R_{50} + (1 + R_{50}g_{m3}) R_{L3}. \quad (16.9)$$

Pentru determinarea frecvenței f_T a tranzistorului, necesară în amplificatorul cu două etaje pentru a produce lărgimea benzii cerute, substituim valorile

numerice corespunzătoare în ecuațiile: (16.3), (16.4), (16.6) și (16.7). Presupunând $R_{L1} = 2,75 \text{ k}\Omega$, $R_{L2} = 0,25 \text{ k}\Omega$ calculați mai sus rezultă:

$$R_{10} = 0,057 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = 6,06 \text{ k}\Omega$$

$$R_{30} = 0,23 \text{ k}\Omega$$

$$R_{40} = 23,4 \text{ k}\Omega.$$

Un tranzistor de înaltă frecvență bun care lucrează cu V_{CE} mai mare decât câțiva volți, va avea C_{μ} cam de 2 pF. Pentru această valoare

$$\tau_{20} = R_{20}C_{\mu1} = 6,06 \cdot 2 = 12,1 \text{ ns}$$

$$\tau_{40} = R_{40}C_{\mu2} = 23,4 \cdot 2 = 46,8 \text{ ns}.$$

Pentru a satisface cerința ca $f_h = 3 \text{ MHz}$ aflăm din ecuația (15.40) că:

$$\sum \tau_{je} \approx \frac{1}{\omega_h} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,003} = 53 \text{ ns}.$$

Din păcate, chiar pentru cele mai mici valori ale lui R_{L1} și R_{L2} care satisfac condiția de amplificare cerută:

$$\tau_{20} + \tau_{40} = 58,9 \text{ ns}.$$

Deoarece nu a mai rămas „timp” pentru τ_{10} și τ_{30} tragem concluzia că nu este posibil de satisfăcut cerințele de amplificare și de lărgime a benzii impuse proiectând un amplificator cu două etaje.

Cu tot insuccesul obținut, calculul precedent pentru două etaje de amplificare oferă o înțelegere importantă a proiectării amplificatorului cu trei etaje. Este evidentă cauza dominantă a acestui insucces: valorile mari ale rezistențelor R_{20} și R_{40} . Examinarea ecuațiilor (16.6) și (16.7) arată că fiecare din aceste rezistențe este dominată de un termen de forma $R_i g_m R_o$, unde R_i este combinația în paralel a unor rezistențe la intrarea tranzistorului și R_o este combinația în paralel a unor rezistențe la ieșire. Problema care apare la proiectarea amplificatorului cu două etaje este aceea că $R_i g_m$ și R_o nu pot fi reduși fără a sacrifica din amplificare, lucru pe care nu putem să-l facem.

Pe de altă parte, în proiectarea a trei etaje de amplificare avem o amplificare suficientă, care rezultă din faptul că R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} pot fi reduse la 60Ω și în același timp să satisfacem însă condiția impusă pentru amplificare. În felul acesta putem sacrifica din amplificare pentru a mări lărgimea benzii. Este posibilă deci o proiectare reușită care să satisfacă atât condiția de amplificare cât și pe cea de lărgime a benzii.

Pentru curenții de colector în domeniul miliamperilor, zgomotul tranzistoarelor în general, scade odată cu scăderea curentului de colector¹⁾. Astfel, va rezulta o reducere substanțială a zgomotului tranzistorului dacă primul etaj va lucra la un curent de colector de 1 mA în loc de 10 mA. Va exista aproape sigur o amplificare suficientă a primului etaj astfel că al doilea etaj nu va introduce un zgomot important pentru amplificator. Este însă înțelept de a reduce întrucîtva curentul de colector al celui de al doilea etaj pentru a realiza o variație gradată a impedanțelor de la primul spre ultimul etaj. Pentru acest motiv noi alegem întrucîtva arbitrar curentul $I_{C2} = 5 \text{ mA}$. Presupunind că β_o nu coboară pentru acești curenți mici sub valoarea lui de la 10 mA, obținem parametrii tranzistorului trecuți în tabelul 16.1.

Tabelul 16.1

Parametrii tranzistoarelor

	T_1	T_2	T_3
I_o (mA)	1	50	10
g_m (S)	40	200	400
r_{π} (Ω)	2,5	0,5	0,25
r_e ($\text{k}\Omega$)	0,2	0,05	0,025

Acum trebuie să alegem R_{L1} , R_{L2} și R_{L3} . Ne reamintim din discuția precedentă că, cel puțin pentru amplificatorul cu două etaje, valorile rezistențelor critice în calculul lărgimii benzii sînt termenii de tipul $R_i g_m R_o$. Pentru etajul de ieșire $R_o = R_{L3}$, în timp ce pentru alte etaje R_o este de forma $R_L \parallel (r_e + r_{\pi})$. Deci, pentru a păstra cei trei termeni $R_i g_m R_o$ comparabili, R_{L3} trebuie să fie mai mică decât R_{L1} și R_{L2} . De fapt, din cauza scăderii impedanței de la T_1 la T_2 și la T_3 , după cum rezultă din tabelul 16.1, are sens să avem o scădere corespunzătoare pentru R_L adică,

$$R_{L1} > R_{L2} > R_{L3}.$$

¹⁾ Vezi referințele bibliografice [16.1] și [16.2] (NA).

Utilizând estimarea inițială a lui R_L ca punct de plecare (pag. 50) încercăm $R_{L3} = 60 \Omega$, $R_{L2} = 120 \Omega$, $R_{L1} = 300 \Omega$. Amplificarea rezultantă este :

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{100}{2,75} \left(\frac{0,3}{0,3 + 0,55} \right) 100 \left(\frac{0,12}{0,12 + 0,275} \right) 100 \cdot 0,06 = -2340,$$

care nu îndeplinește condiția ca $|V_o/V_i| = 7000$. Dacă însă punem

$$R_{L1} = 500 \Omega$$

$$R_{L2} = 200 \Omega$$

$$R_{L3} = 100 \Omega$$

obținem o amplificare de tensiune de -7250 .

Din cauza interdependenței destul de complicate între amplificare și ecuațiile constantelor de timp, nu este intuitiv evident dacă această alegere a rezistoarelor de sarcină este acceptabilă pentru proiectare. Există două căi de urmat. Putem alege un tranzistor despre care știm că este suficient de bun și apoi verificăm constantele de timp pentru a valida această presupunere. Sau, putem calcula cele șase rezistențe în circuit deschis, apoi selecta valoarea lui C_{π} , deci valoarea f_T a tranzistorului necesară pentru a satisface condiția de lărgime a benzii. Dacă aceste valori sînt pentru vreun motiv nesatisfăcătoare, atunci putem modifica valorile lui R_L și itera. Să urmărim a doua cale. Utilizînd ecuațiile (16.3), (16.4), (16.5), (16.6), (16.8) și (16.9) găsim :

$$R_{10} = 0,228 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = 2,88 \text{ k}\Omega$$

$$R_{30} = 0,262 \text{ k}\Omega$$

$$R_{40} = 6,43 \text{ k}\Omega$$

$$R_{50} = 0,118 \text{ k}\Omega$$

$$R_{60} = 4,92 \text{ k}\Omega$$

(De notat că R_{20} , R_{40} și R_{60} diferă numai prin factorul 2 din cauza descreșterii valorilor R_L). Presupunînd din nou $C_{\pi} = 2 \text{ pF}$

$$\tau_{20} + \tau_{40} + \tau_{60} = 2(14,23) = 28,46 \text{ ns}$$

Deci

$$\tau_{10} + \tau_{30} + \tau_{50} = \Sigma \tau_{j0} = 28,5 = 53 - 28,5 = 24,5 \text{ ns}.$$

Pentru valori egale ale lui C_{π} pentru toate cele trei tranzistoare :

$$C_{\pi} = \frac{24,5}{0,228 + 0,262 + 0,118} = 40,3 \text{ pF}.$$

Ne amintim, însă, din cap. 12, că C_{π} este în mare proporțional cu curentul de colector. Astfel, o proiectare cu valori egale ale lui C_{π} în trei etaje necesită trei tipuri diferite de tranzistoare. Pentru a proiecta pentru un singur tip de tranzistor,

$$\frac{C_{\pi 1}}{I_{C1}} \approx \frac{C_{\pi 2}}{I_{C2}} \approx \frac{C_{\pi 3}}{I_{C3}}$$

sau, în exemplul nostru

$$C_{\pi 3} = 10 C_{\pi 1}$$

$$C_{\pi 2} = 5 C_{\pi 1}$$

Astfel,

$$0,228 C_{\pi 1} + 0,262(5 C_{\pi 1}) + 0,118(10 C_{\pi 1}) = 2,72 C_{\pi 1} = 24,5 \text{ ns} \quad (16.10)$$

$$C_{\pi 1} = 9 \text{ pF}$$

$$C_{\pi 2} = 45 \text{ pF}$$

$$C_{\pi 3} = 90 \text{ pF}.$$

Pe această bază, valoarea necesară pentru f_T pentru cele trei tranzistoare este aproximativ :

$$f_T \text{ la } 10 \text{ mA} = \frac{400}{(90 + 2)2\pi} \approx 0,7 \text{ GHz} = 700 \text{ MHz}.$$

Cu tranzistoarele actuale, este posibil de a obține o asemenea valoare, deci valorile alese pentru R_L sînt acceptabile.

16.1.3. Verificarea calculului

Proiectarea aproximativă este acum terminată. Pentru a obține o lărgime a benzii mai exactă, utilizăm calculatorul pentru a găsi frecvențele naturale. Dacă rezultatele sînt inacceptabil de îndepărtate de valoarea

obținută din proiectare, este nevoie să se facă o simplă ajustare proporțională în valorile lui C_{π} .

Rețeaua poate fi descrisă de șase ecuații pe noduri dacă combinăm pe $r_{\pi 1}$ și pe R_s într-o singură rezistență R'_s :

$$R'_s = r_{\pi 1} + R_s. \quad (16.11)$$

Un set corespunzător de tensiuni nod-referință este indicat în fig. 16.2. Pentru nodul 1 avem:

$$G'_s V_1 = V_1 [G'_s + g_{\pi 1} + s(C_{\pi 1} + C_{\mu 1})] - sC_{\pi 1} V_2. \quad (16.12 a)$$

Celelalte cinci ecuații care au rămas sînt simplu de obținut:

$$0 = (g_{m1} - sC_{\mu 1}) V_1 + (g_{\pi 2} + G_{L1} + sC_{\mu 1}) V_2 - g_{m2} V_3 \quad (16.12 b)$$

$$0 = -g_{m2} V_2 + [g_{\pi 2} + g_{\pi 2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 2})] V_3 - sC_{\mu 2} V_4 \quad (16.12 c)$$

$$0 = (g_{m2} - sC_{\mu 2}) V_3 + (g_{\pi 3} + G_{L2} + sC_{\mu 2}) V_4 - g_{m3} V_5 \quad (16.12 d)$$

$$0 = -g_{m3} V_4 + [g_{\pi 3} + g_{\pi 3} + s(C_{\pi 3} + C_{\mu 3})] V_5 - sC_{\mu 3} V_6 \quad (16.12 e)$$

$$0 = (g_{m3} - sC_{\mu 3}) V_5 + (G_{L3} + sC_{\mu 3}) V_6 \quad (16.12 f)$$

Valorile numerice calculate mai sus pot fi acum introduse în aceste ecuații și polii se pot obține cu ajutorul calculatorului. Rezultatele sînt:

$$s_1 = -0,0251 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -0,0943 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -0,409 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_4 = -9,55 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_5 = -18,22 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_6 = -28,56 \text{ ns}^{-1}$$

(Ca o verificare a erorilor matematice atît pentru calculul constantelor de timp cît și în ecuațiile pe noduri se constată că:

$$-\sum \frac{1}{s_i} = 53,05 \text{ ns}$$

$$\Sigma \tau_{j0} = 53,0 \text{ ns}$$

ceea ce se încadrează bine în precizia dată de rigla de calcul).

Deoarece rețeaua are o structură simplă, zerourile pot fi găsite prin examinarea fig. 16.2. Să observăm mai întîi că la frecvențe foarte mari capacitățile $C_{\pi 1}$, $C_{\pi 2}$, $C_{\pi 3}$ formează trei căi de șuntare la masă a semnalului, astfel că, ne așteptăm ca funcția de transfer V_o/V_i să scadă ca $1/s^3$. Pentru a obține o asemenea comportare asimptotică cu șase poli, trebuie să avem trei zerouri în funcția de transfer. La fel ca în cazul amplificatorului cu un singur etaj cu emitor comun, aceste zerouri apar din cauza compensării dintre semnalul dat de g_m și cel dat de C_{μ} . În felul acesta zerourile se află toate în jumătatea din dreapta a planului:

$$s_1 = -\frac{40}{2} = 20 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -\frac{200}{2} = 100 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -\frac{400}{2} = 200 \text{ ns}^{-1}$$

Zerourile pot fi, de asemenea, găsite prin examinarea ecuațiilor rețelei (v. problema P.16.1).

Este evident din aceste rezultate că ω_h este determinată în mod predominant de către s_1 și s_2 . Prin urmare, din ecuația (15.17):

$$\omega_h \approx \left(\frac{1}{0,025^2} + \frac{1}{0,094^2} \right)^{-1/2} = 0,0242 \text{ Grad/s}$$

$$f_h = 3,85 \text{ MHz.}$$

Astfel, prima noastră aproximație asupra calculului a obținut un amplificator cu o frecvență limită superioară, corespunzătoare atenuării de 0,707 a amplificării de la frecvențe medii, cu aproximativ 28 % mai mare

decît valoarea minimă impusă. Pentru multe aplicații această frecvență este întru totul suficientă, deoarece parametrii tranzistorului pot să nu fie cunoscuți cu o precizie mai bună decît aceasta.

Trebuie notat, însă, că este posibil de realizat f_h cerut cu tranzistoare care au pe f_T cu aproximativ 30 % mai mic decît cel ales mai înainte. Pentru a itera calculul, la început creștem $\Sigma \tau_{j0}$ cu 28 % :

$$\Sigma \tau_{j0} = 53 \times \frac{3,85}{3,0} = 68 \text{ ns.}$$

Dacă alegem tranzistoarele cu același C_u de mai înainte, suma constantelor de timp date de C_u va fi tot de 28,5 ns. Deci

$$\tau_{10} + \tau_{30} + \tau_{50} = 68 - 28,5 = 39,5 \text{ ns}$$

și din ecuația (16.10)

$$C_{\pi 1} = \frac{39,5}{2,72} = 14,5 \text{ pF}$$

$$C_{\pi 2} = 73 \text{ pF}$$

$$C_{\pi 3} = 145 \text{ pF.}$$

Deci,

$$f_T \text{ la } 10 \text{ mA} = \frac{400}{(145 + 2) 2\pi} = 0,43 \text{ GHz} = 430 \text{ MHz,}$$

ceea ce reprezintă o reducere cu aproape 40 % față de valoarea calculată inițial. Refăcînd acest nou calcul cu ajutorul calculatorului găsim că :

$$s_1 = -0,0205 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -0,0654 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -0,270 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_4 = -7,82 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_5 = -15,50 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_6 = -26,21 \text{ ns}^{-1}$$

$$\omega_h \approx \left(\frac{1}{0,0205} + \frac{1}{0,065} \right)^{-1/2} = 0,0196 \text{ Grad/s}$$

$$f_h = 3,12 \text{ MHz.}$$

Pentru acest exemplu, proiectarea iterată nu are avantaje economice apreciabile față de calculul original deoarece tranzistoarele de 450 MHz au aproximativ același preț ca cele de 750 MHz. Dacă, însă, valorile lui f_T ar fi cu un factor egal cu 2 mai mare, ar putea apărea o diferență substanțială în preț.

16.1.4. Considerații legate de polarizarea în cc a amplificatorului ¹⁾

Amplificatorul cu trei etaje cu emitorul comun poate fi polarizat legînd în cascadă trei etaje de tipul celui arătat în fig. 14.11, a. O mai simplă și în același timp elegantă cale de polarizare este însă, cea arătată în fig. 16.4. Trebuie notat mai întîi că tranzistoarele sînt *cuplate direct*, adică colectorul unui tranzistor este conectat direct cu baza tranzistorului următor.

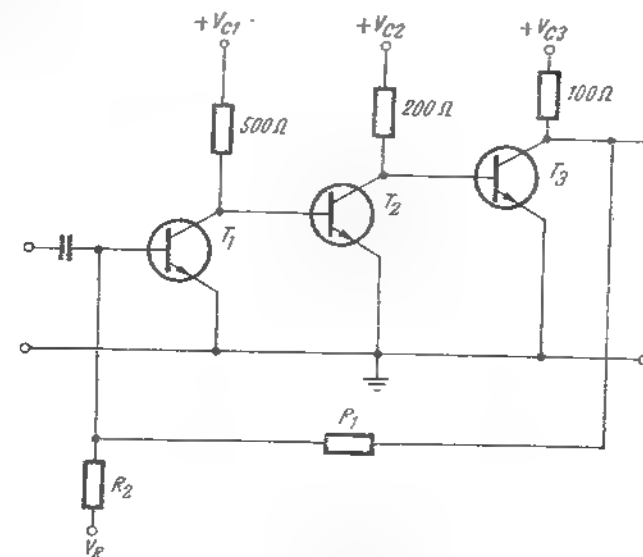


Fig. 16.4. Polarizarea în cc a amplificatorului cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă.

O asemenea conectare este posibilă pentru tranzistoare bipolare deoarece în regiunea activă normală V_{BE} este întotdeauna mai mare decît

¹⁾ După dorință, acest paragraf poate fi parcurs după cap. 13, care tratează reacția (N.A.).

valoarea minimă a lui V_{CE} corespunzătoare saturației. De exemplu, pentru un tranzistor $n-p-n$ cu siliciu, $V_{BE} \approx 0,6$ V în timp ce $V_{CE}(\text{sat}) \approx 0,2$ V. Această relație este valabilă pentru orice tranzistor bipolar deoarece tensiunea bază-emitor corespunde căderii de tensiune de-a lungul unei diode polarizate direct, în timp ce tensiunea de colector la saturație este diferența între două căderi de tensiune pe diode polarizate direct.

Deoarece în proiectarea aceasta noi folosim tranzistoare cu siliciu, $V_{BE} \approx 0,6$ V. Deci

$$V_{CE1} = V_{CE2} \approx 0,6 \text{ V.}$$

Unul din dezavantajele unei asemenea tensiuni mici de colector este acela că C_{μ} pentru asemenea tranzistoare este mare, deoarece, după cum am văzut în cap. 12

$$C_{\mu} = K(\psi_0 + |V_{CB}|)^{-1/2}$$

pentru tranzistorul difuzat (vezi, de exemplu, fig. 12.15). Dacă aceasta este o problemă serioasă, în serie cu emitoarele tranzistoarelor T_2 și T_3 se pot adăuga diode polarizate direct pentru a mări pe V_{CE1} și V_{CE2} .

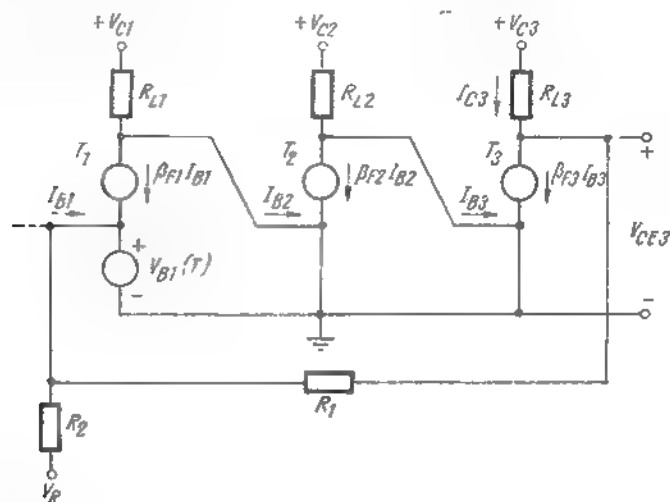


Fig. 16.5. Circuitul echivalent în variabile totale pentru circuitul din fig. 16.4.

Trebuie să fie clar din discuția făcută în cap. 13 că cuplarea directă a trei tranzistoare fără alte măsuri de precauție pentru stabilizare conduce la o funcționare complet nesatisfăcătoare. De exemplu, o variație

de numai 1 μ A a lui I_{C1} va produce pentru I_{C3} o variație de aproape $\beta_F^2 \mu$ A, adică, 10 mA, o variație de 100 % a curentului de colector. Pentru a rezolva această problemă adăugăm un rezistor mare, R_1 , între ieșirea și intrarea amplificatorului. Acest rezistor simte tensiunea continuă a colectorului tranzistorului T_2 și utilizează această informație pentru a controla curentul de bază al tranzistorului T_1 . În acest fel, amplificatorul își poate corecta automat variațiile în punctul propriu de funcționare.

Dacă presupunem tranzistoare cu siliciu, în modelul de curent continuu două sînt elementele principale care depind de temperatură: β_F și tensiunea bază-emitor. Un circuit echivalent corespunzător în *variabile-totale* este arătat în fig. 16.5. Pentru simplificarea analizei, generatoarele $V_{BE}(T)$ asociate tranzistoarelor T_2 și T_3 au fost omise pe considerentul că variațiile lui V_{BE} în etajul de la intrare vor fi amplificate de toate cele trei etaje și ele vor domina în calculele de polarizare. Postulăm, de asemenea, că

$$R_1 \gg R_{L3}$$

și vom verifica această presupunere în proiectarea finală.

După cum am mai menționat, rezistorul R_1 aduce informația despre punctul de funcționare a tranzistorului T_2 înapoi la intrarea amplificatorului. În mod concret:

$$I_{B1} \approx \frac{-V_{BE1}(T)}{R_1 \parallel R_2} + \frac{V_{CE2}}{R_2} + \frac{V_{CE3}}{R_1}. \quad (16.14)$$

Curentul de colector $\beta_{F1} I_{B1}$ poate atunci controla punctul de funcționare al tranzistorului T_3 :

$$I_{C3} = (\beta_{F1} I_{B1}) \beta_{F2} \beta_{F3} + \frac{V_{CE2} \beta_{F2}}{R_{L2}} - \frac{V_{CE1} \beta_{F2} \beta_{F3}}{R_{L1}} \quad (16.15)$$

$$V_{CE3} = V_{CS} - R_{L3} I_{C3}. \quad (16.16)$$

Înlocuind relația (16.15) în (16.16) obținem:

$$V_{CE3} = V_{CS} - \beta_F^3 R_{L3} I_{B1} - V_{CE2} \beta_F \frac{R_{L3}}{R_{L2}} + V_{CE1} \beta_F^2 \frac{R_{L3}}{R_{L1}} \quad (16.17)$$

dacă presupunem valori identice pentru toate trei tranzistoarele. Pentru a demonstra că într-adevăr circuitul stabilizează punctele de funcționare, eliminăm pe I_{B1} între ecuațiile (16.14) și (16.17):

$$V_{CE3} \approx \frac{V_{CE3} + \beta_F^3 R_{L3} \left[\frac{V_{B1}(T)}{R_1 \parallel R_2} - \frac{V_R}{R_2} \right] - V_{CE3} \beta_F \frac{R_{L3}}{R_{L2}} + V_{CE1} \beta_F^2 \frac{R_{L3}}{R_{L1}}}{1 + \frac{R_{L3}}{R_1} \beta_F^2} \quad (16.18)$$

Deoarece β_F este de ordinul de mărime 100, termenul care conține β_F^2 va fi dominant la numărător. Dacă putem acum proiecta circuitul astfel ca la numitor

$$\frac{R_{L3}}{R_1} \beta_F^2 \gg 1, \quad (16.19)$$

ecuația (16.18) se reduce la:

$$V_{CE3} \approx V_{B1}(T) \left[\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right] - V_R \frac{R_1}{R_2}. \quad (16.20)$$

Ecuația (16.20) poate fi dedusă, de asemenea, și pe baza unui raționament intuitiv. Dacă tranzistoarele din fig. 16.4 au valori rezonabile pentru β_F , curentul de bază I_{B1} trebuie să fie *extrem* de mic, adică, de numai câțiva microamperi, chiar atunci când rezistorul R_1 este conectat de la ieșirea amplificatorului înapoi spre intrarea lui. Astfel, într-o primă aproximație presupunem

$$I_{B1} = 0.$$

Pentru a obține aceasta, tensiunea V_{CE3} în fig. 16.5 trebuie să aibă o astfel de valoare încât tensiunea în circuit deschis a divizorului de tensiune R_1, R_2 să fie egală exact cu $V_{B1}(T)$:

$$V_{CE3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_R \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{B1}(T). \quad (16.21)$$

Rezolvând această ecuație pentru V_{CE3} , obținem din nou ecuația (16.20).

Din ecuația (16.20) rezultă clar că, pentru a face V_{CE3} cât mai insensibil posibil la variațiile lui $V_{B1}(T)$, tensiunea V_R trebuie să fie mare și negativă.

Presupunem, de exemplu, că dorim ca V_{CE3} să fie în jur de 5 sau 6 V. Dacă alegem

$$V_R = -10 \text{ V}$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega$$

[care satisfac condițiile specificate de ecuațiile (16.13) și (16.19)], atunci înlocuind în ecuația (16.20) obținem:

$$V_{CE3} = 0,6 \left(\frac{30}{20} \right) + 10 \left(\frac{10}{20} \right) = 5,9 \text{ V}$$

(v. problema P.16.2). Pentru aceste valori alese, o variație de 10 mV a lui $V_{B1}(T)$ va produce o variație numai de 15 mV pentru V_{CE3} ceea ce reprezintă o variație mai mică decât 1 % a punctului de funcționare (v. problema P.16.3).

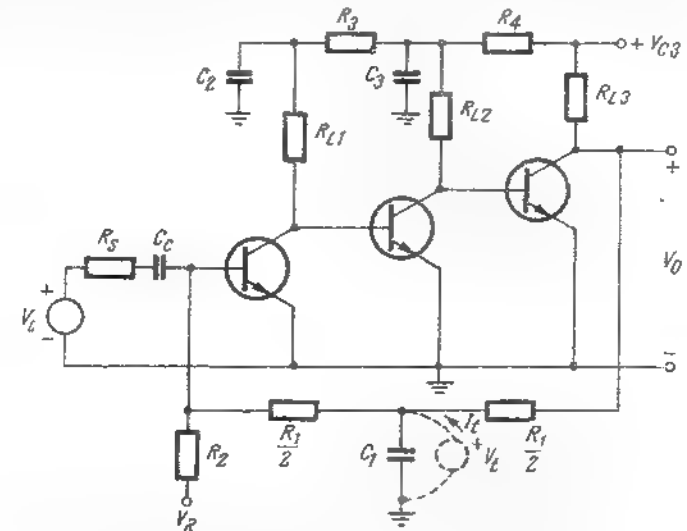


Fig. 16.6. Circuitul de polarizare complet pentru amplificatorul cu trei etaje cu emitorul comun în cascadă.

Din păcate, însă, circuitul, așa cum este el reprezentat în fig. 16.4, va suprima variațiile semnalului de intrare la fel de eficace cum suprimă variațiile în $V_{B1}(T)$. Pentru menținerea amplificării cerute de 7000 în curent alternativ, este necesar să se adauge un condensator C_1 , așa cum se arată în

fig. 16.6, pentru a preveni aplicarea semnalului înapoi de la ieșire la intrare prin rezistorul R . Valoarea lui C_1 , necesară pentru obținerea răspunsului dat la frecvență joasă, poate fi găsită calculând rezistența între bornele condensatorului C_1 cînd celelalte condensatoare de decuplare și de cuplaj sînt *scurtcircuitate*, așa cum s-a discutat în § 15.3.2. Valoarea acestei rezistențe de scurtcircuit ar fi surprinzător de mică, cîteva ordine de mărime mai mică decît R_1 , din cauza influenței amplificatorului cu amplificare mare. În felul acesta, valoarea necesară pentru C_1 este uneori destul de mare.

O cale simplă de calcul a rezistenței între bornele condensatorului C_1 este aceea de a se aplica o tensiune de testare V_t între aceste borne, așa cum se arată cu linie punctată în fig. 16.6 și de a se calcula variația rezultantă a curentului I_t . Utilizînd circuitul echivalent în g_m , r_{π} și presupunînd R_s mult mai mic decît R_2 obținem:

$$I_{bt} \approx \frac{V_t}{R_1/2} \left[\frac{R_s}{R_s + r_{\pi 1}} \right]. \quad (16.22)$$

Deci

$$V_o \approx \frac{\beta_o V_t}{R_1/2} R_{L3} \frac{R_s}{R_s + r_{\pi 1}}.$$

Putem găsi acum curentul I_t prin superpoziție, presupunînd că R_1 este mult mai mare ca R_{L3} și $r_{\pi 1}$:

$$I_t \approx \frac{V_t}{R_1/2} + \frac{V_t}{R_1/2} + V_t \left(\frac{2\beta_o R_{L3}}{R_1} \right) \left(\frac{1}{R_1/2} \right) \frac{R_s}{R_s + r_{\pi 1}}. \quad (16.23)$$

Prin urmare,

$$G_{1t} = \frac{I_t}{V_t} = 4G_1 \left[1 + \frac{\beta_o R_{L3} R_s}{R_1(R_s + r_{\pi 1})} \right]. \quad (16.24)$$

Pentru exemplul nostru numeric, $R_{L3} = 100 \, \Omega$, $R_1 = 10 \, \text{k}\Omega$, $R_s = 50 \, \Omega$ și $r_{\pi 1} = 2,5 \, \text{k}\Omega$, astfel că

$$G_{1t} = 4 \cdot 0,1 \left[1 + \frac{10^5 \cdot 0,1 \cdot 50}{10(50 + 2500)} \right] = 80 \, \text{mS}.$$

Adică, rezistența de scurtcircuit care apare pe C_1 este de numai $12,5 \, \Omega$. Este evident că C_1 trebuie să fie destul de mare pentru a obține un răspuns bun la frecvență joasă.

Pentru un amplificator de acest tip cu amplificare mare, de obicei, e nevoie de adăugarea *rețelei de decuplare* R_3 , R_4 , C_3 și C_4 arătată în fig. 16.6. Această rețea servește pentru două scopuri. Primul, tensiunile și curenții continue corespunzătoare punctelor de funcționare pentru tranzistoarele T_1 , T_2 și T_3 pot fi obținute de la o singură sursă de alimentare V_{CC} , printr-o alegere corespunzătoare a rezistoarelor R_3 și R_4 (v. problema P.16.4). Al doilea, cuplajul nedorit de la T_2 la T_3 și T_1 prin R_3 și R_4 se poate elimina făcînd condensatoarele C_3 și C_4 să fie scurtcircuitate la toate frecvențele de interes. Dacă cuplajul ar exista între T_3 și T_1 deoarece tensiunea V_{CC} nu provine de la o sursă ideală de impedanță zero și dacă C_3 și C_4 ar fi prea mici, atunci, ar rezulta pentru amplificator performanțe nedorite și de neprevăzut (de tipul oscilațiilor de joasă frecvență). Din acest motiv C_3 și C_4 trebuie să fie suficient de mari pentru a apărea ca scurtcircuitate față de rezistențele adiacente la frecvența limită inferioară ω_{cl} .

De observat că trebuie acordată mare atenție proiectării unui amplificator cu amplificare mare în vederea minimalizării capacităților parazite de cuplaj de la ieșire la intrare. Chiar o fracțiune de picofarad de capacitate parazită între aceste borne poate produce schimbări importante în răspunsul la înaltă frecvență al amplificatorului.

16.2. AMPLIFICATOR CU CUPLAJ PRIN EMITOR

Ca un alt exemplu, care să illustreze modul de proiectare la frecvență înaltă prezentat în § 15.2, să selectăm tranzistoare corespunzătoare pentru așa numitul amplificator *cu cuplaj prin emitor* arătat în fig. 16.7, a. Acest amplificator este format dintr-un etaj cu colector comun care atacă un etaj cu baza comună, astfel încît ne așteptăm la o amplificare de curent mare împreună cu o amplificare de tensiune mai mică decît unitatea pentru primul etaj și la o amplificare de tensiune mare împreună cu o amplificare de curent mai mică decît unitatea pentru etajul al doilea. În felul acesta, efectul capacității de sarcină spațială C_u trebuie să fie mai mic pentru ambele etaje, din aceleași motive ca în proiectarea montajului din § 15.1.

16.2.1. Analiza preliminară

Înainte de a începe proiectarea este nevoie să facem măcar o sumară analiză cu scopul înțelegerii funcționării circuitului. Deoarece emitoarele ambelor tranzistoare merg la o sursă de tensiune negativă și colectoarele merg la o sursă de tensiune pozitivă, în timp ce bazele sînt aproximativ la potențialul masei, ne așteptăm ca ambele tranzistoare să funcționeze în regiunea activă normală. Prin urmare, un calcul estimativ al

performanțelor circuitului poate fi obținut utilizând modelul simplu cu α_F pentru tranzistor așa cum se arată în fig. 16.7, b. Din motive de polarizare cele două tranzistoare sînt conectate în paralel; deci pentru tranzis-

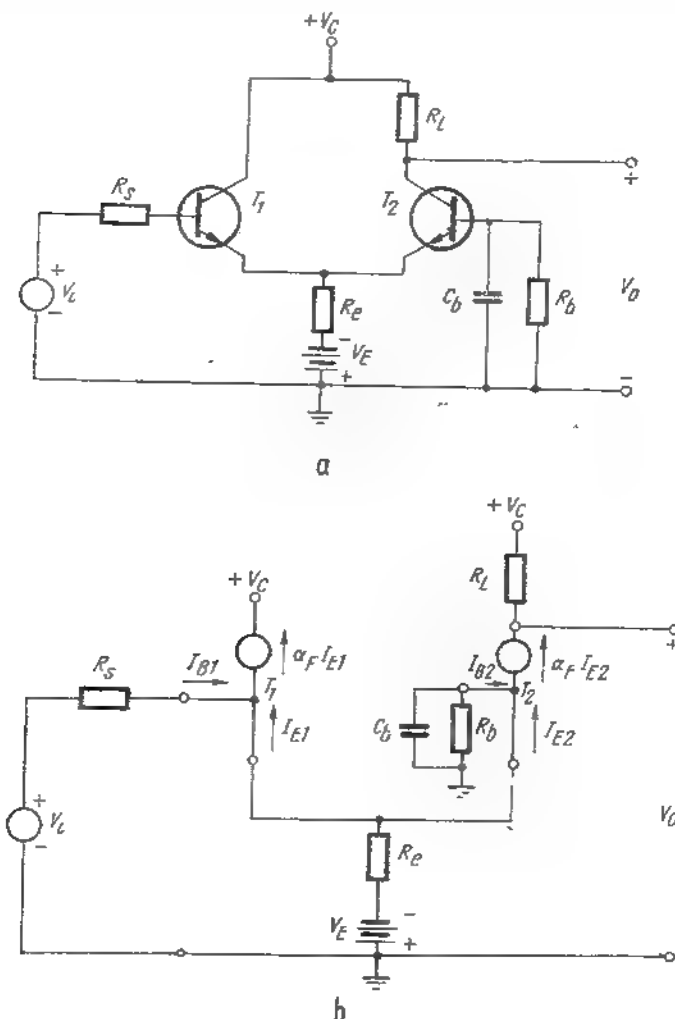


Fig. 16.7. Amplificator cu două etaje cuplate prin emitor.

toare identice curenții de emitor I_{E1} și I_{E2} vor fi aproximativ egali pentru $R_b = R_s$ ¹⁾. În acest caz

$$I_{E1} \approx I_{E2} \approx -\frac{V_E}{2R_s + R_b/(\beta_F + 1)} \quad (16.25)$$

(v. problema P.16.5).

La frecvența semnalului condensatorul de decuplare este un scurtcircuit, astfel că din punct de vedere al transmisiei semnalului amplificatorul este o cascadă colector comun-bază comună. Deoarece am utilizat un model simplu, curenții de semnal mic pot fi calculați prin superpoziție:

$$I_{b1} = \frac{V_i}{R_s} \quad (16.26)$$

Deci

$$I_{c1} = -(\beta_{F1} + 1) \frac{V_i}{R_s} \quad (16.27)$$

Aproape tot acest curent va curge în emitorul lui T_2 producind un curent de colector:

$$I_{c2} = -\alpha_{F2} I_{c1} = -\frac{\alpha_{F2}(\beta_{F1} + 1) V_i}{R_s} \quad (16.28)$$

Astfel, amplificarea de tensiune a cascadei este:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_{c2} R_L}{V_i} = \alpha_{F2}(\beta_{F1} + 1) \frac{R_L}{R_s} \quad (16.29)$$

Un calcul intrucitva mai exact poate fi făcut din circuitul echivalent pentru semnal mic la frecvențe medii arătat în fig. 16.8. Amplificarea de tensiune V_o/V_i a etajului cu colectorul comun poate fi găsită din ecuația

¹⁾ Dacă R nu este mult prea mare față de rezistența bazei tranzistorului (nu este arătată în modelul prea simplificat), atunci R_b și C_b pot fi omiși, și baza T_2 va fi pusă la masă direct, fără să debalanseze curenții de colector.

(14.43 b) după ce „sarcina” acestui etaj s-a determinat. Sarcina este combinația paralel între R_1 și rezistența de intrare a etajului cu baza comună:

$$R_1 = R_s \parallel \frac{r_{\pi 2} + r_{\pi 1}}{\beta_{o2} + 1} \quad (16.30)$$

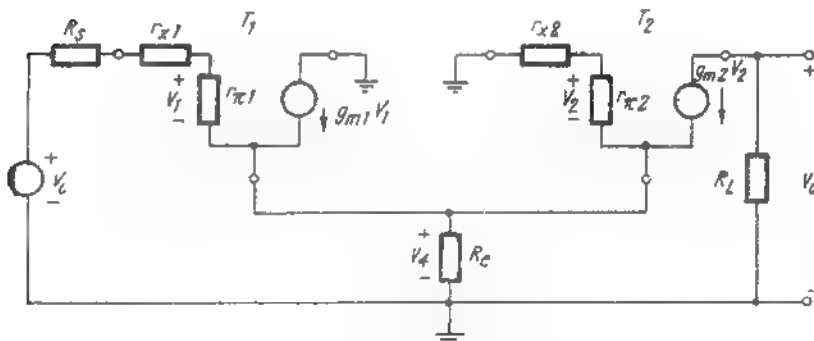


Fig. 16.8. Circuit echivalent de semnal mic pentru frecvențe medii pentru o pereche cuplată în emitor.

Deci, din ecuația (11.43 b)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(\beta_{o1} + 1) R_1}{(\beta_{o1} + 1) R_1 + r_{\pi 1} + R_s} \quad (16.31)$$

Amplificarea în tensiune a etajului cu baza comună este:

$$\frac{V_o}{V_1} = g_{m2} R_L \frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + r_{x2}} \quad (16.32)$$

Astfel, amplificarea totală a cascadei este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{(\beta_{o1} + 1) R_1}{(\beta_{o1} + 1) R_1 + r_{\pi 1} + R_s} \right] \left(\frac{\beta_{o2} R_L}{r_{\pi 2} + r_{x2}} \right) \quad (16.33)$$

unde R_1 este dat de ecuația (16.30). În multe calcule R_1 este mult mai mare ca $(r_{x2} + r_{\pi 2})/(\beta_{o2} + 1)$, în care caz sarcina dintre etaje se reduce la:

$$R_1 \approx \frac{r_{x2} + r_{\pi 2}}{\beta_{o2} + 1} \quad (16.34)$$

Dacă presupunem acum că $\beta_{o1} = \beta_{o2}$, ecuația (16.33) se reduce la:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{\beta_{o2} R_L}{r_{\pi 1} + r_{\pi 1} + r_{x2} + r_{\pi 2} + R_s} \quad (16.35)$$

o expresie destul de compatibilă cu estimarea noastră inițială din ecuația (16.29).

16.2.2. Proiectarea

Presupunem că avem de proiectat un amplificator cu cuplaj prin emitor cu o amplificare de 15 și o lărgime a benzii de 8 MHz. Presupunem, de asemenea, că rezistența sursei R_s este 500 Ω și că „alte considerente” impun un curent de colector prin fiecare tranzistor de 2 mA. Multe tranzistoare au în această regiune a curentului de colector β_o în jur de 100, astfel că vom utiliza această valoare pentru proiectarea în primă aproximație. Pentru $I_C = 2$ mA.

$$g_m = \frac{I_C}{kT} = \frac{2}{25} = 0,08 \text{ S} = 80 \text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{100}{80} = 1,25 \text{ k}\Omega.$$

La acest nivel de curent r_x poate fi în jur de 150 Ω . Putem utiliza acum valoarea cerută pentru amplificare și ecuația (16.35) pentru a calcula valoarea lui R_L :

$$\frac{V_o}{V_i} = 15 = \frac{100 R_L}{2(1,25 + 0,15) + 0,5}$$

$$R_L = \frac{3,3 \times 15}{100} = 0,495 \text{ k}\Omega \approx 500 \Omega.$$

Circuitul echivalent complet de semnal mic pentru amplificatorul cu două etaje cuplate prin emitor se prezintă în fig. 16.9, a. Pentru a calcula valorile lui $C_{\pi 1}$, $C_{\mu 1}$ și $C_{\pi 2}$, $C_{\mu 2}$ necesare pentru îndeplinirea condiției de lărgime a benzii trebuie mai întâi să calculăm rezistențele în circuit deschis de la bornele tuturor acestor capacități. Pentru a găsi rezistența R_{10} la bornele capacității $C_{\pi 1}$ când celelalte capacități sînt cir-

cuit deschis transformăm în mod corespunzător circuitul din fig. 16.9, *a* și obținem circuitul din fig. 16.9, *b*. Rezistența de intrare a celui de-al doilea tranzistor apare în acest calcul ca sarcină pentru primul; acest efect a fost reprezentat în figură printr-o rezistență de valoare

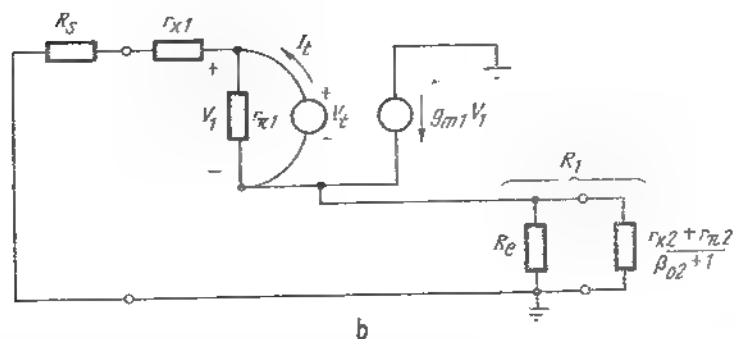
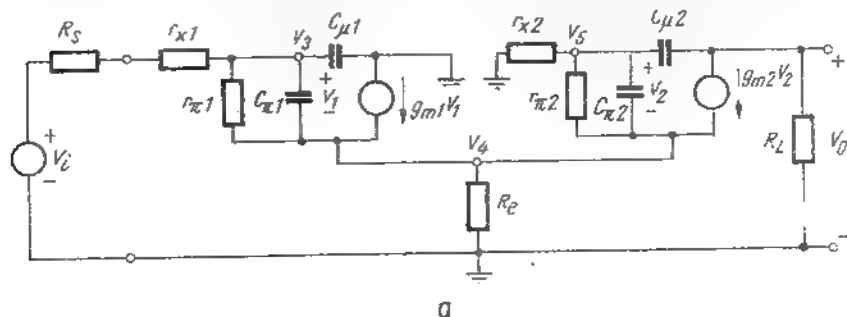


Fig. 16.9. Circuite echivalente de semnal mic pentru amplificatorul cu două etaje cuplate prin emitor:

a - Circuitul echivalent pentru frecvențe înalte; *b* - subcircuit pentru calculul lui R_{20} .

$(r_{x2} + r_{\pi2})/(\beta_{02} + 1)$. Urmind aceeași tehnică ca mai înainte, aplicăm o tensiune V_i la bornele condensatorului $C_{\mu1}$ și găsim curentul rezultat I_i . Raportul V_i/I_i este rezistența dorită:

$$I_i = \frac{V_i}{r_{\pi1}} + \frac{V_i}{R_S + r_{x1} + R_1} + g_{m1} V_i \frac{R_1}{R_S + r_{x1} + R_1}, \quad (16.36)$$

unde R_1 este sarcina netă între emitor și masă a primului tranzistor dată de ecuația (16.30). Termenul al treilea în ecuația (16.36) a fost dedus

ținând cont că curentul $g_{m1} V_i$ se împarte în două componente, una conținând pe R_1 și alta conținând generatorul V_i împreună cu r_{x1} și R_S . Din ecuația (16.36) rezultă direct că

$$R_{20} = \frac{V_i}{I_i} = r_{\pi1} \left\| \frac{R_S + r_{x1} + R_1}{1 + g_{m1} R_1} \right. \quad (16.37)$$

$$\approx r_{\pi1} \left\| \frac{R_S}{2} \right. \quad (16.38)$$

presupunind că R_1 este aproximativ egal cu $r_{\pi2}/\beta_{02}$.

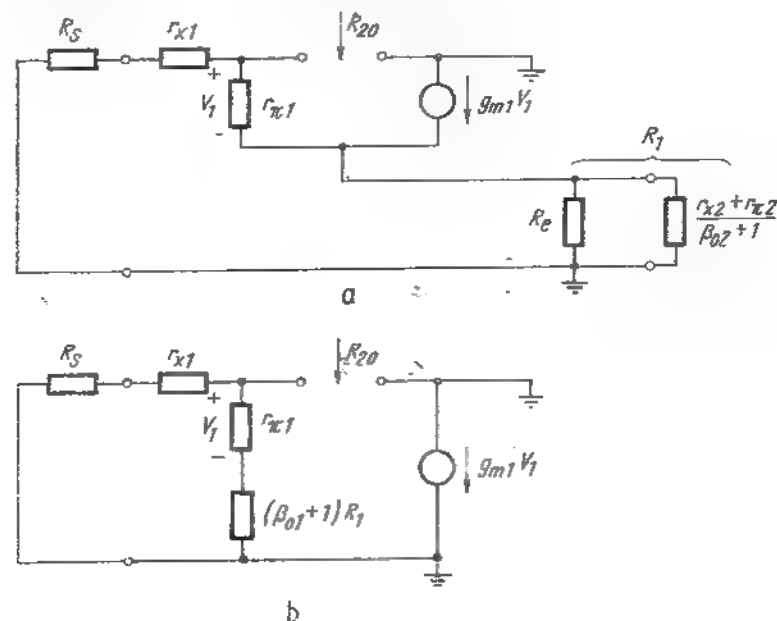


Fig. 16.10 Subcircuite pentru calculul lui R_{20} .

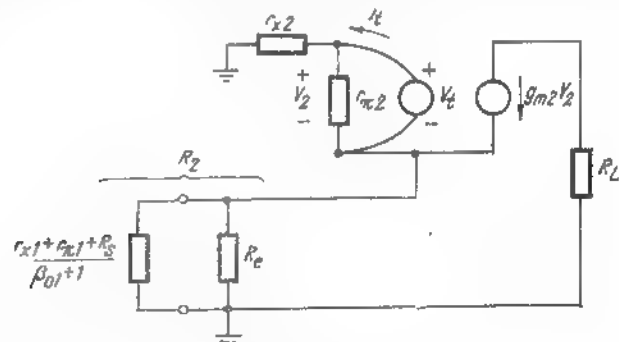
Pentru calculul lui R_{20} , rezistența în circuit deschis la bornele capacității $C_{\mu1}$, utilizăm fig. 16.10, *a*. Această rezistență poate fi găsită prin examinarea circuitului dacă rezistența R_1 se transformă cu ajutorul metodei discutate în § 5.2, ecuația (11.42). Rezultatul este arătat în fig. 16.10, *b*.

De unde

$$R_{20} = (R_S + r_{x1}) \parallel [r_{\pi1} + (\beta_{01} + 1) R_1], \quad (16.39)$$

unde R_1 este dat de ecuația (16.30) (v. problema P.16.6).

Subcircuitul rezultat pentru calculul lui R_{30} , rezistența în circuit deschis la bornele capacității $C_{\pi 2}$ este arătat în fig. 16.11. Pentru aceste calcule singurul parametru de interes rămas de la primul tranzistor este rezistența lui de ieșire și de aceea numai pe acesta o includem în circuit. Calculul este

Fig. 16.11. Subcircuitul pentru calculul lui R_{30} .

în principiu identic cu cel făcut pentru R_{10} și, de aceea, nu-l vom repeta în detaliu (v. problema P.16.7). Rezultatul este

$$R_{30} = r_{\pi 2} \parallel \left[\frac{r_{x2} + R_2}{1 + g_{m2} R_2} \right], \quad (16.40)$$

unde R_e este rezistența netă între emitor și masă pentru tranzistorul T_2 :

$$R_e = R_s \parallel \left[\frac{r_{e1} + r_{\pi 1} + R_s}{\beta_{01} + 1} \right], \quad (16.41)$$

Deși este posibil să se calculeze R_{40} , rezistența în circuit deschis la bornele lui $C_{\mu 2}$, utilizînd subcircuitul din fig. 16.12, a este mai ușor dacă mai întii transformăm rezistența R_2 așa cum se arată în fig. 16.12, b. După aceasta R_{40} poate fi găsit printr-un mod analog cu calculul pentru un etaj obișnuit cu emitorul comun. Astfel, dacă putem

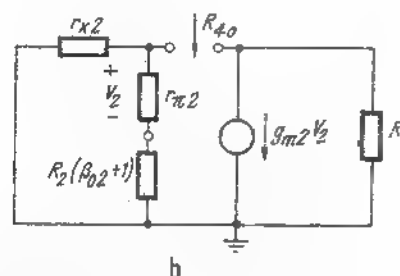
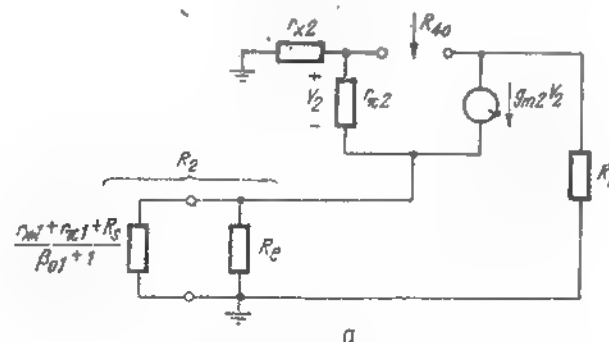
$$R_A = r_{\pi 2} \parallel [r_{\pi 2} + R_2(\beta_{02} + 1)] \quad (16.42)$$

atunci, din calculele referitoare la montajul cu emitorul comun

$$R_{40} = R_A + R_L + k g_{m2} R_A R_D. \quad (16.43)$$

Constanta k reflectă faptul că generatorul g_m este excitat numai de către tensiunea de pe $r_{\pi 2}$:

$$k = \frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + R_2(\beta_{02} + 1)}. \quad (16.44)$$

Fig. 16.12. Subcircuitul pentru calculul lui R_{40} .

Substituind valorile numerice de pe pagina 69 în ecuațiile (16.37), (16.39), (16.40) și (16.43) obținem (presupunînd că $R_s = 1k\Omega$):

$$R_{10} = 0,252 \text{ k}\Omega \quad R_{20} = 0,54 \text{ k}\Omega$$

$$R_{30} = 0,064 \text{ k}\Omega \quad R_{40} = 2,97 \text{ k}\Omega.$$

Să încercăm să proiectăm punînd $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = 3 \text{ pF}$:

$$\tau_{20} = 3 \cdot 0,54 = 1,62 \text{ ns}$$

$$\tau_{40} = 3 \cdot 2,97 = 8,91 \text{ ns}$$

$$\tau_{20} + \tau_{40} = 10,53 \text{ ns}.$$

Pentru a satisface condiția de lărgime a benzii de 8 MHz

$$\Sigma \tau_{jo} \approx \frac{1}{\omega_b} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,008} = 19,9 \text{ ns}.$$

Deci

$$\tau_{10} = \tau_{30} = 19,9 - 10,5 = 9,4 \text{ ns}.$$

O alegere posibilă pentru $C_{\pi 1}$ și $C_{\pi 2}$, utilă în proiectarea circuitelor integrate a căror fabricație este simplificată dacă toate tranzistoarele sînt identice, impune ca $C_{\pi 1} = C_{\pi 2}$. Atunci:

$$\tau_{10} + \tau_{30} = 9,4 = 0,252 C_{\pi 1} + 0,064 C_{\pi 1}.$$

De aceea,

$$C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = \frac{9,4}{0,316} \approx 30 \text{ pF}.$$

În felul acesta tranzistoarele trebuie să aibă la 2 mA un f_T de

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})} = \frac{80}{2\pi \cdot 33} = 0,39 \text{ GHz} = 39 \text{ MHz}.$$

Trebuie notat că pentru acest amplificator cu cuplaj prin emitor constantele de timp dominante sînt τ_{10} asociat lui $C_{\pi 1}$ și τ_{40} asociat lui $C_{\pi 2}$. După cum am presupus, $C_{\mu 1}$ nu este important deoarece nu există semnal de reacție prin ea (să se compare cu un amplificator cu emitorul comun). Dacă r_{e2} ar fi fost zero, $C_{\mu 2}$ ar fi fost, de asemenea, neimportant deoarece, din nou nu ar fi existat semnal de reacție de la ieșirea la intrarea tranzistorului. Pentru r_e finit, însă, și pentru R_L mare pentru a da o amplificare de tensiune substanțială, constanta de timp asociată lui $C_{\mu 2}$ preia un rol dominant.

16.2.3. Verificarea calculului cu ajutorul calculatorului

Pentru a verifica această proiectare ne vom folosi de calculator pentru a găsi polii și zerourile funcției V_o/V_i și după aceea vom calcula frecvența adevărată corespunzătoare atenuării la 0,707. Referitor la fig. 16.9 a, dacă R_s și $r_{\pi 1}$ sînt considerate a fi un singur rezistor R'_s de valoare

$$R'_s = R_s + r_{\pi 1},$$

atunci circuitul are patru noduri independente. Un set posibil de variabile de tensiune la noduri este acela al tensiunilor între nod și masă, adică, V_3 , V_4 , V_5 și V_6 . Ecuațiile corespunzătoare pe noduri sînt:

$$V_4 G'_s = V_3 [G'_s + g_{\pi 1} + s(C_{\pi 1} + C_{\mu 1})] - V_4 (g_{\pi 1} + sC_{\pi 1}) \quad (16.45 \text{ a})$$

$$0 = -V_3 (g_{\pi 1} + g_{m1} + sC_{\pi 1}) + V_4 [G'_s + g_{\pi 1} + g_{m1} + g_{\pi 2} + g_{m2} + s(C_{\pi 1} + C_{\pi 2})] - V_5 (g_{\pi 2} + g_{m2} + sC_{\pi 2}) \quad (16.45 \text{ b})$$

$$0 = -V_4 (g_{\pi 2} + sC_{\pi 2}) + V_5 [g_{\pi 2} + g_{m2} + s(C_{\pi 2} + C_{\mu 2})] - sC_{\mu 2} V_6 \quad (16.45 \text{ c})$$

$$0 = -V_4 g_{m2} + V_5 (g_{m2} - sC_{\mu 2}) + V_6 (G_L + sC_{\mu 2}). \quad (16.45 \text{ d})$$

Substituind valorile numerice calculate în § 16.2.2, din ecuațiile (16.45), obținem următorul determinant (în unități milisiemens, picofarazi, nanosecunde):

$$\Delta = \begin{vmatrix} 2,34 + s33 & -0,8 - s30 & - & 0 \\ -80,8 - s30 & 162,6 + s60 & -80,8 - s30 & 0 \\ 0 & -0,8 - s30 & 7,5 + s33 & -s3 \\ 0 & -80 & 80 - s3 & 2 + s3 \end{vmatrix}$$

Rezolvarea cu ajutorul calculatorului a acestui determinant dă următoarele frecvențe naturale ale rețelei:

$$s_1 = -7,09 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -2,78 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -0,48 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_4 = -0,0579 \text{ ns}^{-1}$$

(Ca o verificare a calculelor numerice pînă în acest moment,

$$- \sum \frac{1}{s_j} = 19,89 \text{ ns}$$

$$\Sigma \tau_{jo} = 19,9 \text{ ns}$$

ceea ce se încadrează bine în eroarea riglei de calcul).

Pentru a găsi zerourile funcției V_o/V_i , observăm din ecuațiile (16.45) că trebuie să găsim rădăcinile expresiei $G'_i \Delta_{14} = 0$. Evident, G'_i este pur și simplu un factor de scară în acest calcul, astfel încît, utilizăm calculatorul pentru a găsi rădăcinile ecuației $\Delta_{14} = 0$. Rădăcinile rezultante, zerourile funcției V_o/V_i , sînt:

$$s_6 = -2,69 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_6, s_7 = -1,35 \pm j2,04 \text{ ns}^{-1}$$

Este evident că ω_k este dominată de s_6 și s_7 . Deci

$$\omega_k \approx \left(\frac{1}{0,058^2} + \frac{1}{0,48^2} \right)^{-1/2} = 0,0577 \text{ Grad/s}$$

$$f_k = 9,2 \text{ MHz,}$$

ceea ce reprezintă o bună concordanță cu lărgimea impusă a benzii de 8 MHz.

16.3. AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE UTILIZÎND ATÎT TRANZISTOARE TEC CÎT ȘI TRANZISTOARE BIPOLARE

De multe ori amplificatoarele se realizează atît cu tranzistoare TEC, cît și cu tranzistoare bipolare în scopul obținerii unor avantaje folosind proprietățile specifice fiecărui dispozitiv. În acest paragraf se vor discuta pe scurt două exemple, montajul sursă comună-bază comună (cascod) și montajul drenă comună bază comună.

16.3.1. Perechea sursă comună — bază comună

Un amplificator tipic sursă comună-bază comună este arătat în fig. 16.13 a. Această combinație are toate avantajele circuitului cascod cu tranzistoare bipolare discutat în § 15.1 și, în plus, posedă o foarte mare impedanță de intrare. Aceste performanțe apar evidente cînd se compară circuitele echivalente de semnal mic pentru frecvențe medii și înalte din fig. 16.13, b și fig. 15.2. Ambele figuri sînt identice din punct de vedere topologic, cu excepția existenței lui r_x și r_π în primul etaj.

Amplificarea de tensiune la frecvențe medii poate fi obținută destul de repede prin examinarea schemei. Ne amintim că amplificarea în curent a etajului cu baza comună este ceva mai mică decît unitatea. Astfel, curentul prin R_L este aproape $g_{m1} V_{o1}$.

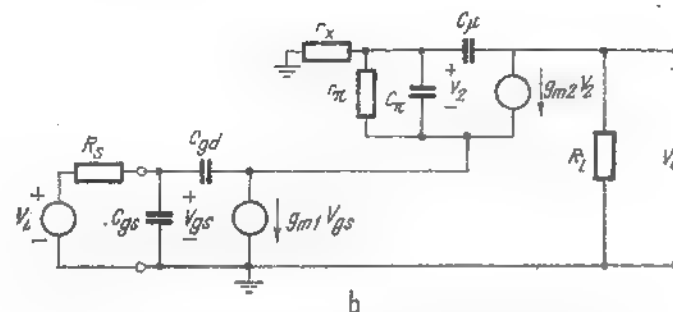
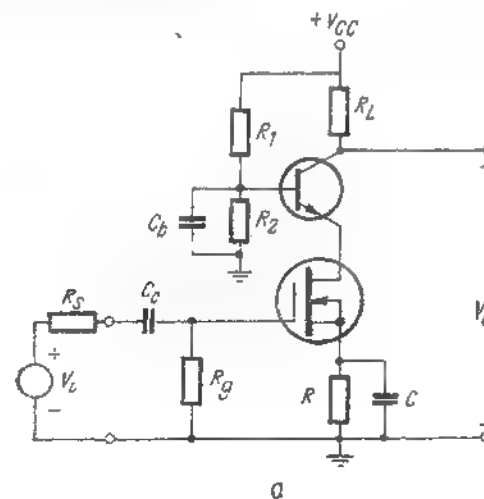


Fig. 16.13. Montaj cascod sursă comună — bază comună:
a — circuitul; b — circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvențe medii în presupunerea că R_1 este mult mai mare ca R_g .

Deci

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -g_{m1} R_L. \quad (16.46)$$

Deoarece pentru un TEC g_m este mai mic decât pentru un tranzistor bipolar, cu excepția cazului când acesta din urmă funcționează la curenți sub 0,1 mA, amplificarea în tensiune a cascodeli TEC — tranzistor bipolar este mai mică, pentru o valoare dată R_L , decât a circuitului care folosește două tranzistoare bipolare.

Calcululele de lărgime a benzii pentru circuitul din fig. 16.13 sînt aproape identice cu calculule din § 15.1 și 15.2, dar puțin mai simple deoarece $r_{\pi 1}$ și $r_{\pi 2}$ lipsesc. De aceea această chestiune nu se mai examinează aici (v. problemele 16.8 și 16.9).

16.3.2. Perechea drenă comună — bază comună

Echivalentul TEC — tranzistor bipolar a perechii cuplate prin emitor este arătat în fig. 16.14 a. Tensiunea continuă V_D poate fi obținută din tensiunea V folosind un divizor de tensiune, cu condiția ca între bază și masă să se conecteze un condensator de decuplare corespunzător.

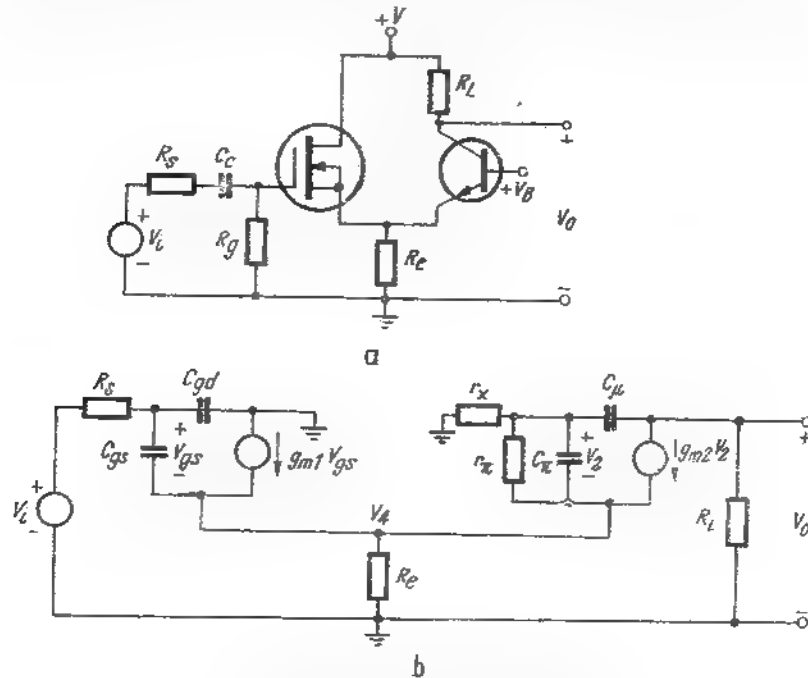


Fig. 16.14. Perechea drenă comună-bază comună:

a — circuitul; b — circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvențe medii și înalte în presupunerea că R_E este mult mai mare decât R_L .

Dacă presupunem că R_E este mult mai mare decât rezistența de intrare a etajului cu baza comună, adică,

$$R_E \gg \frac{r_{\pi} + r_x}{\beta_o + 1} \quad (16.47)$$

atunci amplificarea de tensiune la frecvențe medii este relativ ușor de calculat prin examinarea circuitului echivalent de semnal mic (fig. 16.14b). Din § 11.5.3, ecuația (11.48 a), amplificarea în tensiune a etajului cu drenă comună este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1} \quad (16.48)$$

unde

$$R_1 = \frac{r_{\pi} + r_x}{\beta_o + 1} \quad (16.49)$$

Amplificarea de tensiune a etajului cu baza comună este:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_x} g_{m2} R_L \quad (16.50)$$

Deci

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1} \right) \left(\frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_x} \right) g_{m2} R_L \quad (16.51)$$

unde R_1 este dat de ecuația (16.49). Deoarece R_1 este de ordinul a 10Ω și g_{m1} este de regulă câțiva mS, amplificarea etajului cu drenă comună este substanțial mai mică decât 1, chiar mai mică decât 0,1. Deci, ecuația (16.51) se reduce la:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx g_{m1} R_L \quad (16.52)$$

aceeași valoare pe care am obținut-o și pentru cascoda cu TEC — tranzistor bipolar.

Comparația între circuitul echivalent pentru perechea drenă-comună-bază comună (fig. 16.14, b) și circuitul echivalent corespunzător

pentru perechea cuplată prin emitor (fig. 16.9 a) indică faptul că aceste circuite sînt topologic identice, cu excepția inexistenței în primul a lui r_{e1} și r_{e2} . Deci analiza și proiectarea necesară găsirii frecvenței superioare ω_h sînt identice pentru ambele circuite și nu va fi repetată aici (v. problemele P.16.10 și P.16.11).

16.4. STRUCTURI MAI COMPLICATE CU MAI MULTE ETAJE

Amplificatoarele cu mai multe etaje, de obicei, sînt mai complicate decît exemplele de amplificare cu două sau trei etaje discutate în acest capitol. Acest lucru este adevărat, în special pentru amplificatoarele în circuite integrate, deoarece costul produsului în final (între anumite limite) este independent de numărul tranzistoarelor în circuit. Din fericire, în mod frecvent, aceste circuite mai complicate pot fi descompuse în combinații simple de circuite cu mai multe etaje pe care le-am discutat deja. Aici se dau două exemple: un amplificator video de bandă largă și un amplificator operațional cu cuplaj direct.

Amplificatorul video ¹⁾ (fig. 16.15) este format dintr-o cascadă de trei perechi cuplate prin emitor cuplate împreună în fiecare caz printr-un etaj cu colectorul comun. În acest montaj perechile cuplate prin emitor sînt suficient de izolate, astfel că e mai sigur să calculăm independent frecvențele naturale ale fiecărei perechi și să presupunem că polii dominanți ai întregului circuit sînt chiar polii dominanți ai fiecărei perechi (v. problema P.16.13). De notat că amplificatorul este polarizat printr-o metodă foarte apropiată de aceea discutată în § 16.1.4, cu excepția faptului că semnalul corector vine înapoi prin rezistorul R_{15} la etajul cu baza comună în loc de a merge la etajul de intrare al amplificatorului.

Schema unui amplificator ²⁾ operațional în formă integrată este arătată în fig. 16.16. Deoarece circuitul este proiectat să amplifice atât semnale de cc cît și de ca, etajele de intrare au o configurație echilibrată similară cu aceea discutată în § 7.4.2. Analiza și proiectarea unor asemenea circuite este prezentată în detaliu în referințele [16.5] și [16.6]. Este suficient de spus că pentru comenzi echilibrate la intrare avem nevoie să considerăm numai o jumătate din fiecare pereche echilibrată. În aceste condiții, prima parte a circuitului se reduce la o cascadă cu două etaje cu emitorul comun formate din tranzistoarele Q_4 și Q_7 , urmată de un etaj de izolare cu colectorul comun Q_8 .

¹⁾ V. referința [16.3] (NA).

²⁾ V. referința [16.4] (NA).

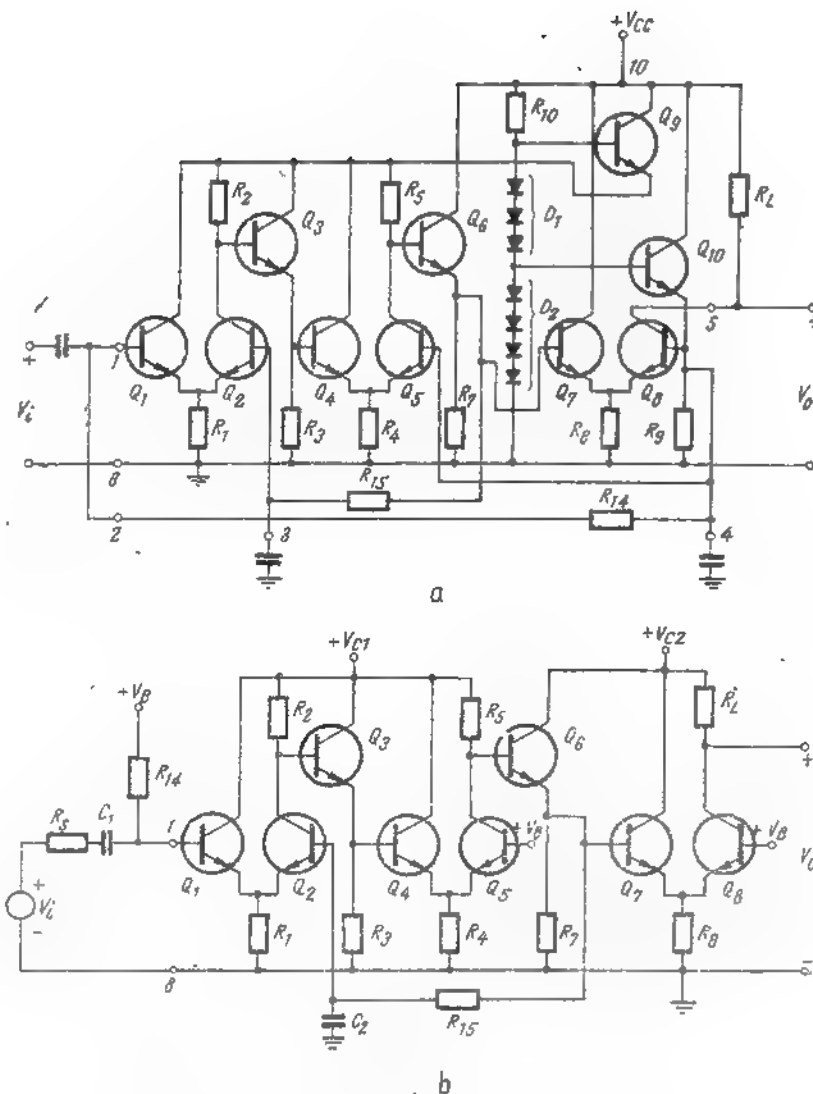


Fig. 16.15. Amplificator video în formă integrată:
a - circuitul complet; b - amplificatorul singur (fără surse de alimentare).

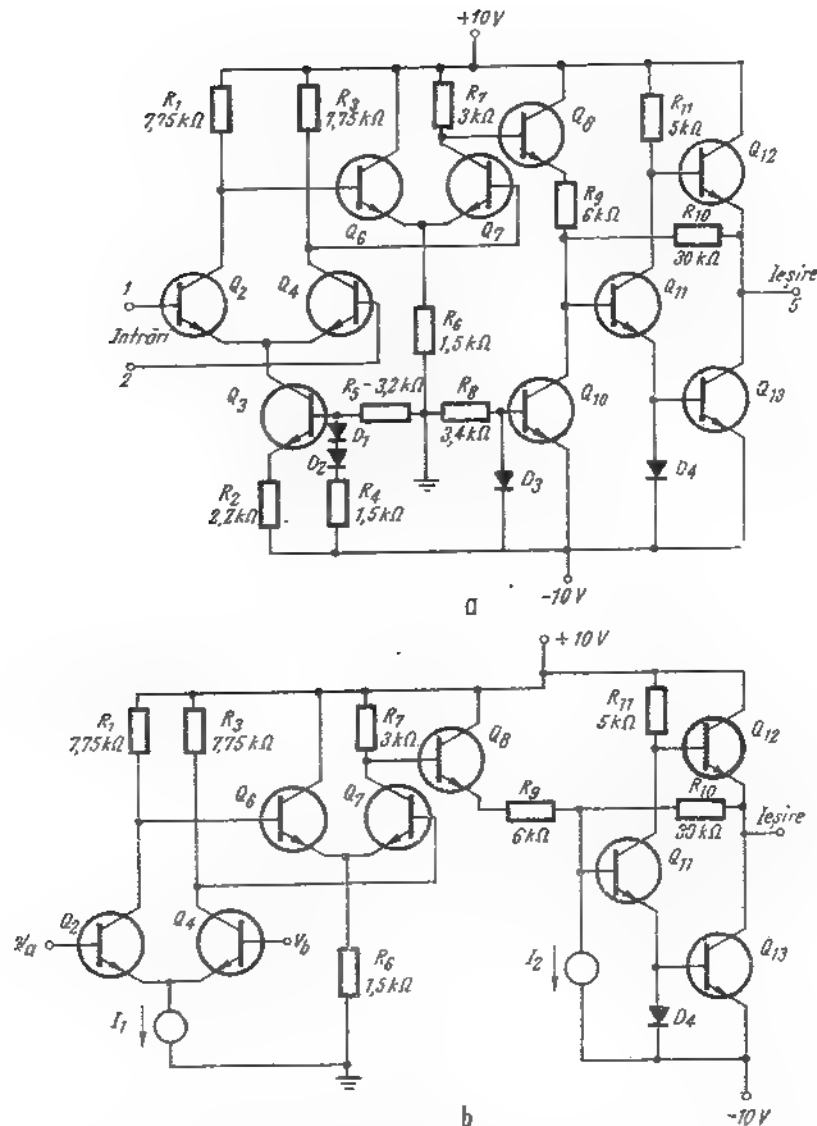


Fig. 16.16. Amplificator operațional în circuit integrat:

a - circuitul complet, b - circuitul simplificat, cu tranzistoarele care lucrează ca sursă de curent înlocuite cu generatoare de curent.

Funcționarea etajului de ieșire este dominată de circuitul de reacție R_9 și R_{10} , astfel încât, discutarea mai departe a acestui circuit este momentan nejustificată.

BIBLIOGRAFIE

- 16.1. R. D. Thornton ș. a. *Characteristic and Limitations of Transistors*, Wiley, New York, 1966.
- 16.2. J. F. Gibbons, *Semiconductor Electronics*, Mc Graw-Hill, New York, 1966.
- 16.3. *RCA Linear Integrated Circuits Fundamentals*, Technical Series IC-40, Radio Corporation of America, 1966.
- 16.4. *MC 1430 Operational Amplifier Integrated Circuits*, DS 9057 Motorola Semiconductors, Phoenix, 1966.
- 16.5. R. D. Thornton ș. a., *Multistage Transistor Circuits*, Wiley New-York, 1965.
- 16.6. A. H. Hoffait și R. D. Thornton, *Limitations of Transistor Amplifiers*. Proc. IEEE, February, 1964.
- 16.7. H. Camenzind, *Circuit Design for Integrated Circuits*, Addison Wesley, Reading, Mass., 1968.

PROBLEME

P.16.1. Să se arate că zerourile funcției V_i/V_o în fig. 16.2 pot fi găsite prin examinarea ecuațiilor (16.12) din momentul în care aceste ecuații sînt scrise în forma de determinant (v. pag. 57).

P.16.2. Înlocuiți valorile numerice date pe pag. 63 și în § 16.1.2. în ecuația (16.18), deci, pentru acest exemplu justificați aproximațiile făcute în obținerea ecuației (16.20).

P.16.3. Să se calculeze pentru rețeaua de polarizare din fig. 16.4 $\partial V_{CE3}/\partial \beta_{F1}(T)$ și $\partial V_{CE3}/\partial V_{BE}$, ambele înainte și după ce rezistența R_1 este adăugată de la ieșire la intrare. Să se utilizeze rezultatele pentru a calcula îmbunătățirea stabilității polarizării ca urmare a adăugării lui R_1 (v. pag. 63).

P.16.4. Să se completeze calculul rețelei de polarizare pentru amplificatorul din fig. 16.6. Concret, să se calculeze valorile corespunzătoare pentru C_c , C_1 , C_2 , C_3 , R_3 și R_4 pentru a polariza tranzistorul, așa cum se cere în § 16.1.2 și § 16.1.4 pentru a obține o frecvență inferioară, corespunzătoare nivelului 0,707 de 50 Hz. Se presupune că $V_{CE3} = 5.9$ V.

P.16.5. Utilizînd fig. 16.7 b, să se verifice ecuația (16.25) (v. pag. 67).

P.16.6. Să se aplice transformarea sugerată în § 11.5.1 de ecuațiile (11.42) figurii 16.10, a, deci, să se calculeze rezistența în circuit deschis la bornele lui C_{u1} în fig. 16.9, a. Verificați răspunsul cu ajutorul ecuației (16.39).

P.16.7. Să se utilizeze fig. 16.11 pentru a calcula R_{20} , rezistența în circuit deschis de la bornele lui C_{u2} în fig. 16.9, a. Deci să se verifice ecuația (16.40).

P.16.8. Să se selecteze tranzistoarele pentru circuitul din fig. 16.13, a pentru a obține o amplificare de 100 și o frecvență superioară, corespunzătoare nivelului 0,707, de 5 MHz. Se presupune $R_s = 100 \Omega$ (v. pag. 78).

P.16.9. Utilizând rezultatele problemei P.16.8, să se calculeze rețeaua de polarizare pentru circuitul din fig. 16.13, a pentru a obține frecvența inferioară, corespunzătoare nivelului 0,707, de 10 Hz.

P.16.10. Să se repete P.16.8 pentru circuitul din fig. 16.14, a.

P.16.11. Utilizând rezultatele din P.16.10, să se calculeze rețeaua de polarizare pentru circuitul fig. 16.14, a pentru a obține frecvența inferioară, corespunzătoare nivelului 0,707, de 10 Hz.

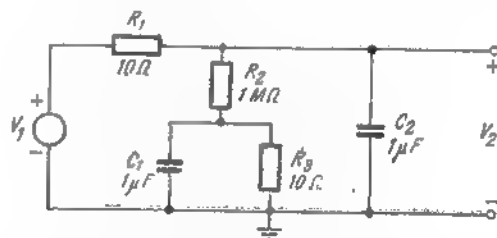


Fig. 16.17. Circuit simplu.

P.16.12. Din examinarea fig. 16.17 rezultă clar că condensatorul C_1 are un efect minor asupra funcției de transfer V_2/V_1 . Pe de altă parte, există o constantă de timp în circuitul deschis asociată lui C_1 și din cap. 15, limita superioară a benzii acestui circuit trebuie să fie

$$\omega_h = \frac{1}{\Sigma \tau}.$$

Care din aceste afirmații contradictorii este corectă? Să se explice.

P.16.13. Să se estimeze frecvența superioară de tăiere a amplificatorului integrat din fig. 16.15, b presupunând că tranzistoarele sînt similare cu 2N3564 descrise în cap. 12. Se presupune, $I_C = 2$ mA, $C_{CB} = 2$ V, $r_e = 50$ Ohm. Fie $R_3 = R_4 = R_L = 500$ Ohm, $R_1 = R_4 = R_6 = 250$ Ohm, $R_7 = 50$ Ohm. Se neglijează efectele lui R_3 , R_7 , R_{14} , R_{16} .

P.16.14. Să se scrie ecuațiile pe noduri ale amplificatorului cu reacție arătat în fig. 19.19, b. Să se calculeze polii lui V_o/V_i presupunând tranzistoare identice cu $\beta_o = 50$, $r_{\pi} = 250$ Ohm, $r_e = 25$ Ohm, $C_{\pi} = 50$ pF, $C_{\mu} = 5$ pF. Se presupune de asemenea, $R_c = 0,1$ Ohm, $R_9 = 1000$ Ohm și $R_{17} = 50$ Ohm. Se presupune că R_{L1} , R_{L2} și R_{L3} sînt suficient de mari pentru a putea fi neglijate.

P.16.15. Să se găsească amplificarea de tensiune în mijlocul benzii și frecvențele naturale ale circuitului arătat în fig. 19.24, a. Să se utilizeze valorile elementelor date în § 19.3.2 presupunind că R_f este foarte mare.

P.16.16. Să se găsească rezistența în circuit deschis, R_T , la bornele lui C_1 în fig. 20.5, a. Se presupune că $\beta_o = 50$, $r_{\pi} = 250$ Ohm, $r_e = 25$ Ohm și R_{L1} și R_{L2} suficient de mari pentru a avea efect neglijabil asupra calculului. Se presupune, de asemenea, $R_c = 0$, $R_L = 50$ Ohm.

P.16.17. Pentru amplificatorul cu tranzistoare din siliciu arătat în fig. 16.18.

a) Să se calculeze curenții continui de colector al tranzistoarelor. Este acceptabil și un răspuns în limitele a 20%, așa încît să se facă aproximații rezonabile. Se presupune $\beta_F = 200$.

b) Să se deseneze circuitele echivalente de semnal mic pentru frecvențele mijlocii și înalte.

c) Să se explice cu ajutorul ecuațiilor corespunzătoare cum se poate găsi cu precizie de 30% frecvența superioară ω_h , la 0,707 din amplificarea de tensiune V_o/V_i . Ecuațiile trebuie să fie în funcție de parametrii circuitului echivalent în modelul (b), adică r_{π} , r_e și așa mai departe.

d) O rezolvare cu ajutorul calculatorului pentru acest amplificator dă pentru polii de înaltă frecvență

$$s_1 = -0,0035 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_2 = -0,018 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_3 = -1,66 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_4 = 0,85 \text{ ns}^{-1}.$$

Să se estimeze ω_h .

e) Să se calculeze frecvența inferioară ω_l la nivelul 0,707.

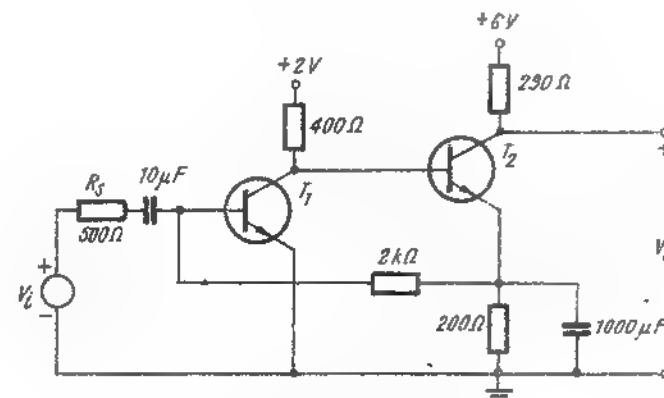


Fig. 16.18. Amplificator cu două etaje.

P.16.18. Pentru circuitul cu cuplaj prin emitor din fig. 16.15, să se arate că tensiunea continuă de repaus pe baza tranzistorului Q_2 este egală cu tensiunea continuă de repaus la intrarea tranzistorului Q_1 , deci că aceste trei tranzistoare pot fi puse în cascadă pentru a forma o singură unitate. Se presupune că $R_1 = R_4$, $R_2 = 2R_1$ și V_{C1} este dublul tensiunii stabilite pe bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_3 .

P.16.19. Să se calculeze valoarea condensatorului C_2 în amplificatorul cu cuplaj prin emitor din fig. 16.7, a necesar pentru a da amplificatorului frecvența inferioară la nivelul 0,707 de 100 Hz. Să se utilizeze valorile specificate în § 16.2.2 presupunind că $R_c = 2$ k Ohm, $R_e = 500$ Ohm.

P.16.20. Să se calculeze un amplificator de bandă largă cu tranzistoare cu valoarea amplificării de tensiune la frecvențe medii de 3000 și cu o lărgime a benzii de 10 MHz. Mai concret, să se proiecteze un amplificator care să aibă frecvența superioară, f_h , la nivelul 0,707, cuprinsă între 10 MHz și 15 MHz. Se consideră rezistența sursei de 50 Ohm și tensiunea surselor de 200 mV valoare eficace. Să se verifice f_h cu ajutorul calculatorului. Componentele utilizate trebuie să fie la nivelul performanțelor actuale. În afară de aceasta, se presupune, din motive de economie, că tranzistoarele trebuie să aibă un f_T mai mic decît 1 GHz (cît mai mic posibil) și C_{μ} cel puțin de 2 pF. Se presupune că r_{π} este aproape o zecime din r_{π} . Se acceptă scheme elementare de polarizare care asigură numai o stabilitate minimă a polarizării. Să nu se calculeze valorile con-

densatoarelor de cuplaj și de decuplare. Să se adune elementele importante ale proiectării după cum urmează

- 1) Tabelarea tuturor valorilor etaj cu etaj.
- 2) Suma constantelor de timp în circuit deschis.
- 3) Suma inverselor polilor.
- 4) Circuitul complet.
- 5) Determinantul la frecvență înaltă în formă numerică dat de calculator împreună cu poli și zerourile la frecvență înaltă.
- 6) Amplificarea la frecvențe medii.
- 7) Frecvența superioară corespunzătoare nivelului 0,707.
- 8) Explicarea în referatul asupra proiectării a fiecărei trepte și a soluției adoptate.

CAPITOLUL 17

AMPLIFICATOARE ACORDATE CU TRANZISTOARE

AMPLIFICATOARE ACORDATE CU TRANZISTOARE

- 17.1. Analiza unui amplificator acordat cu un singur etaj
 - 17.1.1. Rezonanța unui circuit pasiv *RLC* paralel
 - 17.1.2. Amplificator cu tranzistor cu sarcină *RLC*
 - 17.1.3. Instabilitate
 - 17.1.4. Alinaibilitate
 - 17.2. Exemplu de amplificator acordat cu un singur etaj cu emitor comun
 - 17.2.1. Amplificator acordat pe 455 kHz cu un singur etaj
 - 17.2.2. Amplificator de 455 kHz cu circuit acordat la intrare și ieșire
 - 17.2.3. Acordarea decalată
 - 17.2.4. Amplificator acordat pe 10,7 MHz
 - 17.3. Exemplu de pereche acordată cu cuplaj prin emitor
 - 17.4. Demonstrații experimentale la curs
- Bibliografie
Probleme

Amplificatoare acordate cu tranzistoare**17.1. ANALIZA UNUI AMPLIFICATOR ACORDAT CU UN SINGUR ETAJ**

În capitolele precedente am prezentat analiza și proiectarea amplificatoarelor de bandă largă cu tranzistoare. În acest capitol vom examina pe scurt un tip de amplificator cu totul diferit, care este destinat să amplifice numai o bandă îngustă de frecvențe în jurul unei *frecvențe centrale* ω_0 . Un astfel de *amplificator de bandă îngustă* poate fi utilizat pentru a amplifica selectiv un singur semnal, de exemplu un semnal de televiziune, pe frecvența ω_0 , rejectând celelalte semnale (sau zgomotul) de frecvențe depărtate de ω_0 .

17.1.1. Rezonanța unui circuit pasiv *RLC* paralel

Întrucât proiectarea majorității amplificatoarelor de bandă îngustă se bazează pe proprietățile circuitului acordat *RLC* paralel, să revedem pe scurt unele din aceste proprietăți. În fig. 17.1 este prezentat un circuit simplu, paralel, acordat, împreună cu sursa de curent care i se aplică. Examinând circuitul rezultă că tensiunea de ieșire este :

$$V = \frac{I_s}{G + sC + 1/sL} . \quad (17.1)$$

În expresia impedanței V/I_i , la frecvențe joase predomină termenul inductiv, în timp ce la frecvențe înalte predomină termenul capacitiv. La o anumită frecvență intermediară $s = j\omega_0$, acești termeni se reduc, iar

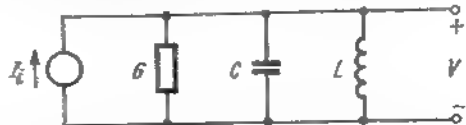


Fig. 17.1. Un circuit rezonant RLC paralel

impedanța prezintă un maxim și este rezistivă. Astfel, *frecvența de rezonanță* ω_0 este frecvența la care partea imaginară a impedanței V/I_i se anulează :

$$\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0; \quad (17.2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (17.3)$$

Evident, la rezonanță :

$$V = \frac{I_i}{G} = I_i R. \quad (17.4)$$

O metodă comodă pentru calculul curbei de rezonanță constă în introducerea unei schimbări de variabilă în ecuația 17.1. Concret, facem schimbarea de variabilă :

$$s' = s - j\omega_0. \quad (17.5)$$

Astfel, studiem impedanța în funcție de *deviația* față de frecvența de rezonanță ω_0 . Cu această schimbare de variabilă, exprimind — din motive de simplificare a calculului — admitanța din ecuația (17.1), obținem :

$$Y = \frac{I_i}{V} = G + j\omega_0 C + s' C + \frac{1}{j\omega_0 L + s' L}. \quad (17.6)$$

Dacă ω' este mult mai mic decât ω_0 , putem aproxima ultimul termen din ecuația (17.6) cu primii doi termeni din dezvoltarea sa binomială. Rezultă :

$$Y \approx G + j\omega_0 C + s' C + \frac{1}{j\omega_0 L} + \frac{s'}{\omega_0^2 L}. \quad (17.7)$$

Înlocuind $\omega_0 L$ cu valoarea dată de ecuația (17.2) și ω_0^2 cu valoarea dată de ecuația (17.3), obținem :

$$Y \approx G + 2s' C. \quad (17.8)$$

Astfel, ecuația (17.1) devine :

$$V = \frac{I_i}{G + 2s' C}. \quad (17.9)$$

Aceasta este exact expresia funcțională care caracterizează circuitul simplu RC paralel din fig. 17.2, a. În acest caz, vom deduce imediat forma generală a caracteristicii de frecvență $V(j\omega)$ a circuitului RLC de care ne ocupăm (v. fig. 17.1). Mărimea tensiunii de ieșire va scădea la 0,707 din valoarea sa la frecvența medie atunci când :

$$\omega' = \frac{G}{2C}, \quad (17.10)$$

iar pentru ω' mult mai mare decât această valoare, tensiunea va scădea la fel ca $1/\omega'$ (v. fig. 17.2, c). Reamintim că ω' este *deviația* de frecvență față de ω_0 ; deci, ambele valori ale lui ω' , atât cea pozitivă cât și cea negativă sînt posibile. De aceea, există un alt punct la care tensiunea de ieșire scade la 0,707 din valoarea sa la frecvența centrală, și anume la frecvența :

$$\omega' = -\frac{G}{2C}. \quad (17.11)$$

Pentru frecvențe mult mai mici decât aceasta, tensiunea de ieșire scade din nou ca $|1/\omega'|$. Din fig. 17.2, c deducem că lărgimea de bandă, măsurată între punctele la care tensiunea de ieșire scade la 0.707 din valoarea sa la frecvența centrală, este :

$$\text{lărgimea de bandă} = \Delta\omega = \frac{G}{C}. \quad (17.12)$$

Reprezentările frecvențelor naturale în planul s pentru circuitul trece-jos din fig. 17.2, a și pentru circuitul trece-bandă din fig. 17.1 sînt date în fig. 17.2, d și, respectiv, fig. 17.2, e pentru a facilita compararea lor. Legă-

tura strinsă existentă între circuitele trece-jos și trece-bandă este deseori exprimată prin „transformarea de la trece-jos la trece-bandă” la care ne vom referi în cele ce urmează.

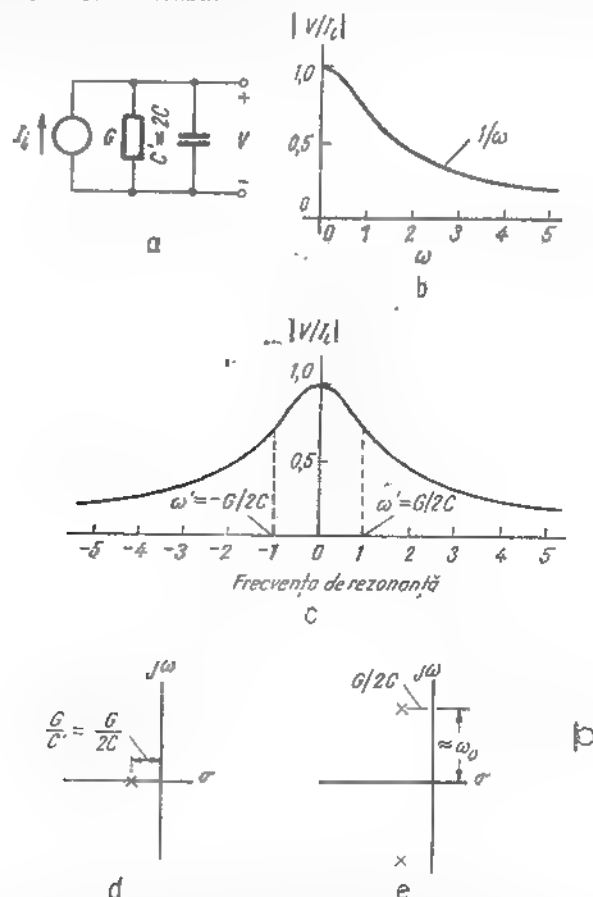


Fig. 17.2. Răspunsul unui circuit RLC paralel:

a - circuit RC ; b - răspunsul normalizat al circuitului RC ; c - răspunsul normalizat al circuitului RLC corespunzător; d - polul circuitului RC din a; e - polul circuitului RLC corespunzător.

Banda unui circuit RLC este deseori exprimată cu ajutorul unui parametru Q , definit astfel:

$$Q = \frac{\text{frecvența centrală}}{\text{lărgimea de bandă}} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}. \quad (17.13)$$

Deci, pentru acest circuit, din ecuațiile (17.3), (17.12) și (17.13) deducem:

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L}. \quad (17.14)$$

17.1.2. Amplificator cu tranzistor cu sarcină RLC

Să presupunem că circuitul RLC paralel din fig. 17.1 este utilizat ca sarcină într-un amplificator cu un singur etaj cu tranzistor, ca în fig. 17.3, a. Rezultă clar, din circuitul echivalent de semnal mic, că, dacă frecvența de

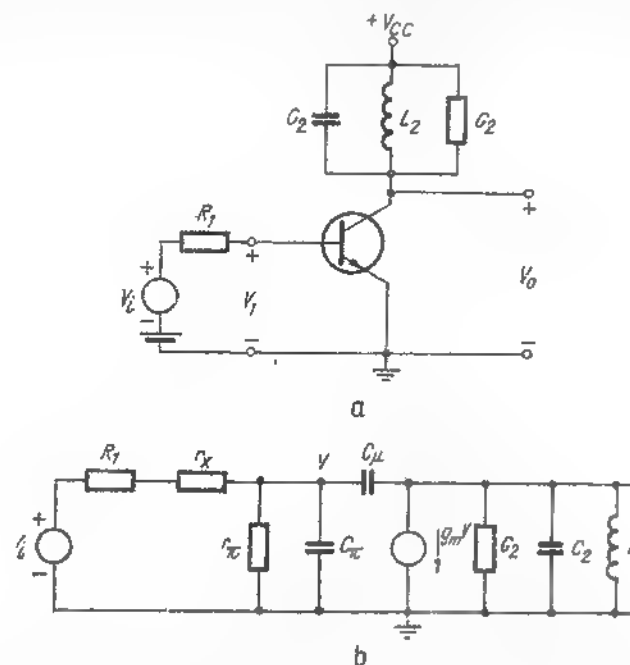


Fig. 17.3. Amplificator cu tranzistor cu un singur circuit acordat.

rezonanță a circuitului acordat este suficient de joasă, astfel încât C_π și C_μ să transporte un curent neglijabil la rezonanță, atunci caracteristica de transfer a amplificatorului V_o/V_i va avea forma generală din fig. 17.2, c (v. problema P.17.1). În acest caz, circuitul din fig. 17.3, a va funcționa la frecvențe joase ca un amplificator de bandă îngustă.

Totuși, unele amplificatoare acordate lucrează la frecvențe relativ mari (10–100 MHz în receptoarele de televiziune, de exemplu) în care caz nu-i mai putem neglija pe C_π și C_μ în analiza pe care o facem. Aceste capacități dau naștere la două probleme importante în proiectarea amplificatoarelor de bandă îngustă. În primul rând, frecvența de rezonanță depinde acum nu numai de componentele pasive L_2 și C_2 , ci este o funcție și de parametrii tranzistorului (intrucitva fără siguranță în funcționare). Concret, la frecvențe mai mici decât ω_0 , capacitatea totală care apare în paralel cu L este:

$$C_{\text{total}} = C_2 + C_\mu \left[1 + \frac{g_m}{g_\pi + 1/(R_1 + r_e)} \right] \quad (17.15)$$

(v. problema P.17.2). Influența parametrilor tranzistorului asupra lui ω_0 poate fi micșorată dacă se poate alege capacitatea C_2 cu două sau trei ordine de mărime mai mare decât C_μ .

Celălalt efect al capacităților C_π și C_μ asupra comportării circuitului este mult mai important și constă în următoarele: cînd un al doilea circuit acordat este adăugat la intrarea tranzistorului, prin C_μ se realizează un cuplaj bilateral între circuitele acordate de la intrare și ieșire. Datorită acestui cuplaj, alinierea amplificatorului, adică ajustarea celor două circuite acordate astfel încît să rezulte o curbă de rezonanță simetrică și netedă, centrată pe ω_0 poate fi dificilă. În unele cazuri, circuitul va deveni instabil și va oscila: se va obține un semnal de ieșire aproximativ sinusoidal, chiar dacă semnalul de intrare este zero.

17.1.3. Instabilitate

Studiul instabilității amplificatoarelor acordate cu emitorul comun poate fi făcut direct în funcție de parametrii circuitului din fig. 17.3, b. Cu toate acestea, datorită faptului că uneori este necesar să se compare stabilitatea și aliniabilitatea unor configurații diferite de amplificatoare, vom

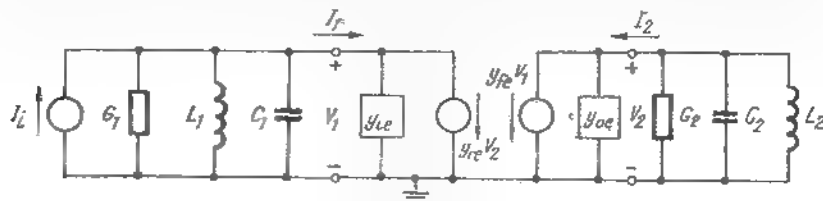


Fig. 17.4. Modelul de semnal mic, cu parametrii y , al unui amplificator cu circuit acordat la intrare și ieșire.

începe cu o analiză generală în funcție de parametrii y , iar mai târziu vom stabili legătura între parametrii y și parametrii hibridi ai circuitului în cauză. În acest scop, în fig. 17.4 este prezentată o rețea activă sub forma

unui cuadripol caracterizat de parametrii y , avînd cîte un circuit acordat la intrare și ieșire. Problemele de aliniabilitate și instabilitate într-o astfel de rețea apar datorită cuplării celor două circuite acordate prin intermediul celor două generatoare, y_{1e} în sens direct, și y_{2e} în sens invers. Consecințele acestui cuplaj pot fi studiate în mai multe moduri. O metodă directă constă în examinarea admitanței de intrare I_1/V_1 a cuadripolului și sarcinii acordate, și în analiza influenței pe care o exercită această admitanță asupra circuitului acordat de la intrare.

Pentru a simplifica calculele, notăm cu Y_1 și Y_2 admitanțele proprii ale circuitelor acordate de la intrare, respectiv ieșire. Astfel,

$$Y_1 = G_1 + sC_1 + \frac{1}{sL_1}; \quad (17.16)$$

$$Y_2 = G_2 + sC_2 + \frac{1}{sL_2}. \quad (17.17)$$

Frecvențele proprii de rezonanță ale celor două circuite sînt ω_{01} și ω_{02} . Admitanța de intrare a cuadripolului avînd ca sarcină circuitul acordat se poate deduce scriînd ecuațiile la noduri pentru această porțiune de circuit:

$$I_1 = y_{1e}V_1 + y_{2e}V_2; \quad (17.18)$$

$$0 = y_{1o}V_1 + (y_{2o} + Y_2)V_2. \quad (17.19)$$

Aplicînd regula lui Cramer, rezultă:

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{y_{2e} + Y_2}{y_{1e}(y_{2o} + Y_2) - y_{1o}y_{2e}}. \quad (17.20)$$

Astfel, admitanța de intrare a acestei porțiuni de circuit este:

$$y_{in} = \frac{I_1}{V_1} = y_{1e} - \frac{y_{1e}y_{2e}}{y_{2e} + Y_2}. \quad (17.21)$$

(v. problema P.17.3). Datorită faptului că Y_2 variază foarte puternic în vecinătatea frecvenței de rezonanță ω_{02} (v. fig. 17.2, c), este posibil ca partea reală G_{in} a admitanței de intrare să fie negativă pentru anumite valori ale lui ω . Dacă conductanța rețelei $G_{in} + G_1$, la bornele circuitului acordat de la intrare, este nulă la frecvența de rezonanță ω_{01} a circuitului LC de la intrare, sistemul va oscila. Din punct de vedere al reprezentării

în planul s , circuitul are în aceste condiții o pereche de frecvențe naturale conjugate pe axa j , și anume la $\pm j\omega_{01}$, deci este instabil. Pentru cazul când $G_{in} + G_1$ este negativ, la anumite valori ale lui ω , funcția de transfer a circuitului are poli în semiplanul drept, iar în răspuns precumpănesc semnale exponențiale crescătoare.

Pentru a ilustra noțiunea de conductanță de intrare nulă sau negativă, vom examina admitanța de intrare a amplificatorului acordat din fig. 17.3. Vom exprima mai întâi y_{ie} și y_{re} în funcție de parametrii hibridi, con-

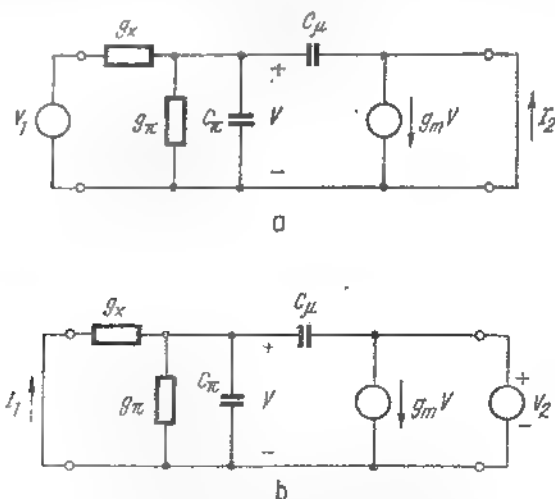


Fig. 17.5. Circuitele pentru calculul parametrilor y :
a - calculul lui y_{ie} ; b - calculul lui y_{re} .

siderînd amplificatorul izolat (v. problema P.17.4). Parametrul direct y_{ie} poate fi calculat utilizînd circuitul din fig. 17.5, a. Se observă că tensiunea V este :

$$V = V_1 \frac{g_x}{g_x + g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)}. \quad (17.22)$$

Deci y_{ie} este :

$$y_{ie} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{g_\pi}{g_x + g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} [g_m - sC_\mu]. \quad (17.23)$$

Un calcul similar utilizînd fig. 17.5, b conduce la expresia lui y_{re} (v. problema P.17.5) :

$$y_{re} = \frac{-g_\pi}{g_x + g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} [sC_\mu]. \quad (17.24)$$

Ambele expresii (de fapt, toți cei patru parametri y) au un pol la frecvența de tăiere :

$$\omega_b = \frac{g_\pi + g_x}{C_\pi + C_\mu}. \quad (17.25)$$

Dacă facem ipoteza simplificatoare că amplificatorul acordat încrează la frecvențe mult inferioare lui ω_b , ecuațiile (17.23) și (17.24) devin :

$$y_{ie} \approx \frac{g_\pi}{g_x + g_\pi} (g_m) \approx g_m; \quad (17.26)$$

$$y_{re} \approx \frac{-g_\pi}{g_x + g_\pi} (sC_\mu) \approx -sC_\mu. \quad (17.27)$$

Înlocuind aceste valori în ecuația 17.21, obținem :

$$Y_{in} = y_{ie} + \frac{j\omega C_\mu g_m}{y_{oe} + Y_s}. \quad (17.28)$$

La frecvențe inferioare frecvenței de rezonanță a circuitului de la ieșire, $y_{oe} + Y_s$ va fi inductiv, adică $y_{oe} + Y_s$ va fi de forma $g - jb$ (v. ecuațiile 17.8 și 17.5). În acest caz, *partea reală* a celui de-al doilea termen din ecuația 17.28 va fi *negativă*. Prin urmare Y_{in} poate avea o parte reală negativă, iar conductanța rețelei $G_{in} + G_1$ poate fi nulă.

17.1.4. Aliniabilitate

Deși este posibil să se stabilească mai în detaliu condițiile de instabilitate în amplificatoarele acordate¹⁾, în multe cazuri practice problema *aliniabilității* impune mai multe restricții în proiectarea circuitului decît problema instabilității. Esența noțiunii de aliniabilitate reiese clar din ecuația (17.21)

¹⁾ Vezi lucrarea [17.3].

și fig. 17.4. Admitanța Y_{in} apare în paralel cu circuitul acordat de la intrare și, în același timp, poate fi o funcție puternic dependentă de parametrii circuitului acordat de la ieșire (prin Y_2). Rezultă deci că, dacă circuitul de la ieșire este acordat prin variația lui L_2 sau C_2 , atunci circuitul de la intrare va fi dezacordat prin variația lui Y_{in} . Evident, când se acordează circuitul de la intrare, apare un dezacord corespunzător la circuitul de la ieșire. Această interacțiune între acordul de la intrare și ieșire face dificilă alinierea și conduce la caracteristici de răspuns asimetrice, ceea ce constituie un dezavantaj în cazul în care circuitul trebuie să amplifice fără distorsiuni semnalele modulate.

Se observă că, dacă punem condiția ca termenul al doilea din ecuația (17.21) să fie mult mai mic decât admitanța circuitului de intrare, dificultățile de aliniere se reduc în mod substanțial: deci, vom proiecta circuitul astfel ca:

$$\left| \frac{y_{ic} y_{re}}{y_{oc} + Y_2} \right| \ll |y_{ic} + Y_1| \quad (17.29a)$$

sau

$$|y_{ic} y_{re}| \ll |(y_{ic} + Y_1)(y_{oc} + Y_2)|. \quad (17.29b)$$

Această condiție se simplifică întrucâtva dacă luăm în considerație *cazul cel mai defavorabil* al inegalității, adică acele valori pentru Y_1 și Y_2 care fac membrul drept al inegalității (17.29b) *minim*. Evident, membrul drept se minimizează dacă presupunem că circuitele acordate sînt la rezonanță, astfel ca $Y_1 = G_1$ și $Y_2 = G_2$. Mai mult chiar, presupunem că y_{ic} și y_{oc} sînt neglijabili în comparație cu G_1 , respectiv G_2 . Cu aceste considerente, rezultă că pentru realizarea unui alinieri convenabile și unei curbe de rezonanță simetrice, este necesar ca la frecvența de rezonanță:

$$|y_{ic} y_{re}| \ll G_1 G_2. \quad (17.30)$$

Evident, această condiție asigură în același timp stabilitatea circuitului, asigurînd ca conductanța $G_{in} + G_1$, care apare în paralel cu L_1 și G_1 , să fie întotdeauna pozitivă (v. ecuația 17.21.) Din punct de vedere ingineresc, reducerea valorii lui $|y_{ic} y_{re}|$ la circa 10 sau 20 % din valoarea lui $G_1 G_2$ va asigura stabilitatea și, totodată, în majoritatea cazurilor, o aliniere convenabilă.

17.2. EXEMPLU DE AMPLIFICATOR ACORDAT CU UN SINGUR ETAJ CU EMITOR COMUN

17.2.1. Amplificator acordat pe 455 kHz cu un singur etaj

Să presupunem că avem de proiectat un amplificator acordat pentru amplificatorul de frecvență intermediară dintr-un radioreceptor cu modulație în amplitudine. Un asemenea amplificator trebuie să aibă o frecvență centrală de 455 kHz și o bandă de 10 kHz. Vom utiliza ca circuit de bază amplificatorul acordat cu un singur etaj din fig. 17.3. Vom alege tranzistorul 2N3564 cu punctul de funcționare $I_C = 4$ mA, $V_{CE} = 5$ V. Din paragraful 12.3.6 rezultă:

$$g_m = 0,2 \text{ S};$$

$$r_{\pi} = 400 \Omega;$$

$$r_s = 30 \Omega;$$

$$C_T = 50 \text{ pF};$$

$$C_u = 2,5 \text{ pF}.$$

De asemenea:

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_o} = \frac{600}{80} = 7,5 \text{ MHz}.$$

În acest caz, frecvența de rezonanță impusă de 0,455 MHz este mult mai mică decât f_{β} , și deci C_T poate fi neglijat.

La rezonanță, acest amplificator are o sarcină pur rezistivă G_2 , și deci la ω_o are o amplificare în tensiune:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{r_{\pi}}{R_1 + r_s + r_{\pi}} \left(\frac{g_m}{G_2} \right). \quad (17.31)$$

Dacă se alege rezistența sursei $R_1 = 250 \Omega$, atunci o rezistență de sarcină de 500 Ω va da o amplificare în tensiune de:

$$\frac{V_o}{V_i} = - \left(\frac{400}{250 + 30 + 400} \right) (0,2 \cdot 500) = -59.$$

Dacă conductanța de sarcină este cunoscută, putem calcula pe L_2 și G_2 . Din ecuația (17.12) obținem:

$$C_2 = \frac{G_2}{\text{lărgimea de bandă}} = \frac{2}{10 \cdot 2\pi \cdot 10^{-6}} = 3,18 \cdot 10^4 \text{ pF}.$$

Deoarece C_{μ} este cu câteva ordine de mărime mai mic decât C_{π} , capacitatea de ieșire a tranzistorului nu va influența acordul în aceste condiții de proiectare. Valoarea lui L_2 , necesară pentru a aduce circuitul la rezonanță la 455 kHz, rezultă din ecuația (17.3):

$$L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 0,455 \cdot 10^{-3})^2 (3,18 \cdot 10^{-4})} = 3,98 \mu\text{H}.$$

Valoarea inductanței L_2 obținută mai sus este oarecum mică, în sensul că este dificil să se găsească bobine de această valoare și cu un Q mare la frecvența de 455 kHz. Pentru a obține o proiectare cu valori mai convenabile ale elementelor, se poate introduce un mic transformator între G_2 și circuitul de ieșire LC pentru adaptarea de impedanțe. O altă cale constă în folosirea

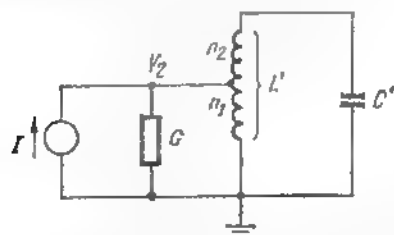


Fig. 47.6 Bobină cu prize pentru transformarea de impedanțe.

proprietății de transformare de impedanțe a bobinei cu prize (autotransformator), așa cum se vede în fig. 17.6. Dacă coeficientul de cuplaj între cele două secțiuni ale bobinei este apropiat de unitate, circuitul rezonant din fig. 17.6 va fi identic (din punct de vedere al curentului I și tensiunii V_2) cu cel din fig. 17.1, ținând cont că:

$$\frac{L'}{L} = \left(\frac{n_1 + n_2}{n_1} \right)^2 \quad (17.32)$$

și

$$\frac{C'}{C} = \left(\frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \quad (17.33)$$

(v. problema P.17.6). În acest exemplu, un raport de 9/1 pentru n_2/n_1 conduce la o creștere a inductanței L până aproape de 0,4 mH și o scădere a capacității C până aproape de 320 pF, ambele fiind valori cu mult mai acceptabile decât cele calculate anterior. Deoarece în acest exemplu nu există decât un singur circuit acordat, nu intră în discuție problemele de aliniabilitate și stabilitate. Vom considera aceste probleme, încercând în cele ce urmează să extindem proiectarea de mai sus pentru a obține un amplificator de 455 kHz cu circuit acordat atât la intrare cât și la ieșire, așa cum se arată în fig. 17.7.

17.2.2. Amplificator de 445 kHz cu circuit acordat la intrare și ieșire

Pentru a aplica criteriul general de aliniere (ecuația 17.30) la amplificatorul cu un singur etaj din fig. 17.7, trebuie mai întâi calculați parametrii y_{ie} și y_{re} pentru frecvențe apropiate de ω_0 . În exemplul de față, acest calcul se va efectua folosind parametrii hibridi ai schemei echi-

valente în π , deoarece aceasta este forma sub care se prezintă în mod curent datele asupra tranzistoarelor. Dacă însă sînt dați parametrii y ai tranzistorului (v. fig. 12.6), putem omite această fază și trece direct la proiectare (v. problema P.17.7).

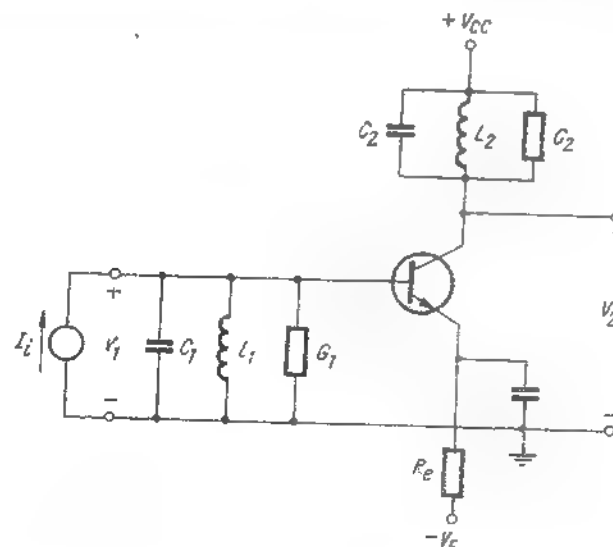


Fig. 17.7. Amplificator cu un singur etaj cu circuit acordat la intrare și ieșire.

Frecvența de tăiere a acestui tranzistor este:

$$\omega_b = \frac{g_m + g_{\pi}}{C_{\pi} + C_{\mu}} = \frac{33 + 2,5}{50 + 2,5} = 0,67 \text{ Grad/s} = 108 \text{ MHz}.$$

Deoarece lucrăm la frecvențe mult inferioare lui ω_b , expresiile aproximative date de ecuațiile 17.26 și 17.27 pentru y_{ie} și y_{re} sînt aplicabile în acest exemplu:

$$y_{ie} \approx g_m;$$

$$y_{re} \approx -sC_{\mu}.$$

Din ecuația (17.30) rezultă că, pentru a obține o aliniere comodă a amplificatorului cu un singur etaj lucrînd la frecvențe inferioare lui ω_b , trebuie să alegem G_1 și G_2 astfel ca:

$$g_m \omega_0 C_{\mu} \ll G_1 G_2. \quad (17.34)$$

Pentru acest amplificator rezultă

$$g_m \omega_0 C_{12} = 200 \cdot 2\pi \cdot 0,455 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 = 1,43 \text{ mS}^2.$$

Dacă alegem $G_1 = 4 \text{ mS}$ și $G_2 = 2 \text{ mS}$ ca în § 17.2.1,

$$G_1 G_2 = 4 \cdot 2 = 8 \text{ mS}^2.$$

În acest caz, condiția dată de ecuația (17.34) este satisfăcută, cu toate că nu printr-un factor atât de mare cum ar fi fost de așteptat, ținând cont că tranzistorul lucrează la o frecvență cu cel puțin un ordin de mărime mai mic decât f_β .

De menționat că dacă condiția de aliniere nu ar fi fost satisfăcută, ar fi fost necesară mărirea valorii lui G_2 , deci reducerea amplificării în tensiune (v. ec. 17.31). Se poate spune că în amplificatoarele acordate există un compromis de proiectare între aliniere și amplificarea de tensiune.

Deoarece există două circuite rezonante, banda fiecăruia trebuie să fie mai mare decât 10 kHz, pentru a se obține o bandă globală de 10 kHz. Fenomenul de îngustare a benzii ca urmare a polilor multipli a fost studiat în cap. 15. Pentru n etaje acordate sincron, montate în cascadă, se poate arăta că:

$$\text{banda globală} \approx \frac{\text{banda unui etaj}}{1,2\sqrt{n}} \quad (17.35)$$

Aceeași relație pentru îngustarea benzii se aplică și în cazul conectării în cascadă a unor etaje RC trece-jos neinteractive. De fapt, ecuația (17.35) poate fi dedusă în modul cel mai simplu, considerând cazul filtrului trece-jos. Vezi problema P 17.8). Atunci când $n = 2$, fiecare circuit rezonant poate fi proiectat cu o bandă

$$\Delta\omega = 10 \cdot 1,2\sqrt{2} = 17 \text{ kHz}.$$

pentru a realiza banda globală dorită de 10 kHz.

Cunoscând valorile lui G_1 , G_2 , ω_0 și $\Delta\omega$, putem determina valorile lui C_1 , C_2 , L_1 și L_2 așa cum s-a arătat în § 17.21 (v. problema P.17.9).

17.2.3. Acordarea decalată

Pentru multe amplificatoare acordate, este de dorit să se obțină o caracteristică de frecvență mai plată în jurul frecvenței centrale și cu pante mai abrupte decât în cazul circuitelor acordate

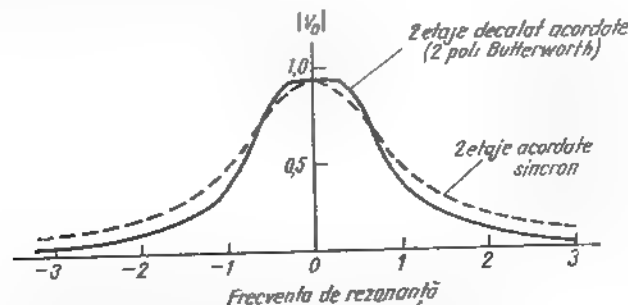


Fig. 17.8. Răspunsul normalizat în amplitudine și bandă a două circuite acordate neinteractive montate în cascadă.

sincron. O astfel de curbă poate fi obținută prin acordarea decalată¹⁾, adică prin acordarea circuitelor de intrare și ieșire pe frecvențe ușor diferite. Caracteristica cea mai plată posibilă (numită *maximal plată*) se obține utilizând circuitul trece-bandă echivalent cu filtrul trece-jos Butterworth echivalent, menționat în cap. 15. În fig. 17.8 este prezentată variația răspunsului cu frecvența în cazul a două etaje în cascadă acordate sincron, și a două etaje decalate acordate, de unde rezultă în mod evident avantajele obținute prin acordarea decalată.

Reamintim din cap. 15 că configurația de poli pentru filtrul trece-jos Butterworth este:

$$s_1 = -\alpha + \alpha j;$$

$$s_2 = -\alpha - \alpha j.$$

Aceasta înseamnă că poli se găsesc pe un semicerc, așa cum se arată în fig. 17.9, a. Configurația polilor filtrului trece-bandă Butterworth este prezentată în fig. 17.9, b. (Configurațiile polilor din fig. 17.9, a și din fig. 17.9, b sînt legate prin transformarea de la trece-jos la trece-bandă menționată în § 17.1.1. Vezi lucrarea [17.1], p. 276). Banda $\Delta\omega'$ a acestui filtru trece-bandă este egală cu *diametrul* cercului polilor.

Pentru a realiza configurația de poli din fig. 17.9, b cu amplificatorul cu două circuite acordate din fig. 17.7, este necesar să se acorde cele două circuite rezonante la frecvențe ușor diferite. Din fig. 17.9, b rezultă:

$$\omega_{01} = \omega_0 + 0,35 \Delta\omega'; \quad (17.36)$$

$$\omega_{02} = \omega_0 - 0,35 \Delta\omega'. \quad (17.37)$$

Pentru a obține lărgimea de bandă cerută, se compară configurația de poli din fig. 17.9, b cu cea din fig. 17.2 și se deduce că:

$$\frac{G_1}{2C_1} = 0,707 \frac{\Delta\omega'}{2}$$

deci

$$\Delta\omega_1 = \frac{G_1}{C_1} = 0,707 \Delta\omega'. \quad (17.38)$$

¹⁾ v. lucrarea [17.1], p. 176

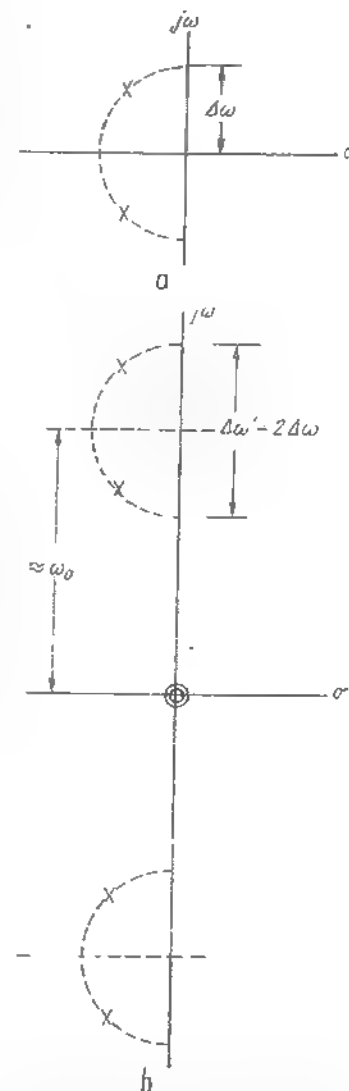


Fig. 17.9. Poli și zerourile filtrelor Butterworth de ordinul doi
a - filtru trece-jos Butterworth, b - filtru trece-bandă Butterworth.

O expresie similară se aplică pentru calculul lărgimii de bandă $\Delta\omega_0$ a celui de-al doilea circuit acordat. În problema P.17.10 se dau și alte detalii de calcul.

Deoarece răspunsul la semnalul treaptă se păstrează la transformarea de la trece-jos la trece-bandă, rezultă că dacă o undă sinusoidală de frecvență ω_0 se aplică brusc unui amplificator

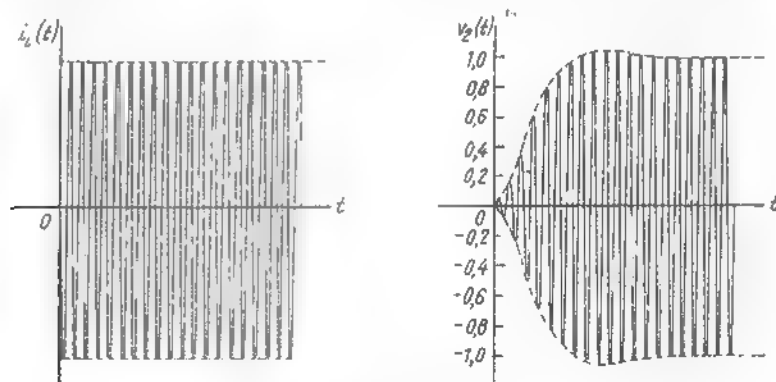


Fig. 17.10. Răspunsul normalizat al unui amplificator decalat acordat la un semnal sinusoidal aplicat brusc.

cu circuite decalat acordate, envelopa răspunsului va avea o mică supracreștere, așa cum se arată în fig. 17.10. Dacă astfel de supracreștere nu poate fi tolerată, amplificatorul trebuie să aibă circuitele acordate sincron.

17.2.4. Amplificator acordat pe 10,7 MHz

Presupunem că folosim tranzistorul ales în § 17.2.1 într-un amplificator MF de frecvență intermediară. Considerăm că circuitul trebuie să funcționeze cu o frecvență centrală de 10,7 MHz și o lărgime de bandă de 0,2 MHz.

Mai întâi trebuie determinate valorile lui G_1 și G_2 pentru a se asigura alinierea la aceste frecvențe. Pentru acest tranzistor

$$\omega_0 = \frac{g_{x1} + g_{x2}}{C_{\pi} + C_{\mu}} = \frac{33,3 + 2,5}{50 + 2,5} = 0,68 \text{ Grad/s.}$$

Deoarece $\omega_0 = 2\pi \cdot 0,0107 = 0,067 \text{ Grad/s}$, rezultă că circuitul lucrează la frecvențe mult inferioare lui ω_0 ; astfel, ecuația (17.34) rămâne valabilă pentru acest calcul. Deci:

$$|y_{12} y_{21}| \approx g_m \omega_0 C_{\mu} = 200 \cdot 0,067 \cdot 2,5 = 33,5 \text{ mS}^2.$$

Prin urmare, pentru aliniabilitate trebuie îndeplinită condiția:

$$G_1 G_2 >> 33,5 \text{ mS}^2.$$

Alegând $G_1 = G_2 = 20 \text{ mS}$ vom obține un amplificator stabil cu o aliniere acceptabilă. La rezonanță, amplificarea în tensiune va fi:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{12}}{G_1} \approx \frac{-200}{20} = -10.$$

Dacă încercăm să creștem amplificarea la rezonanță, amplificatorul va deveni din ce în ce mai dificil de alinat și va avea un răspuns asimetric.

Calculul capacităților și inductanțelor este similar celui din § 17.2.1 și 17.2.3, astfel că nu a fost reluat (v. problema P. 17.11).

17.3. EXEMPLU DE PERECHE ACORDATĂ CU CUPLAJ PRIN EMITOR

Din exemplele de amplificatoare prezentate în § 17.2 (în special, amplificatorul de 10,7 MHz) rezultă că criteriul de aliniere (ec. 17.34) poate impune o limită severă amplificării. Amplificatorul acordat cu două circuite rezonante de tipul celui prezentat în fig. 17.7. Dacă, de exemplu, frecvența centrală a acestui amplificator va crește de la 10,7 MHz la 100 MHz, amplificarea

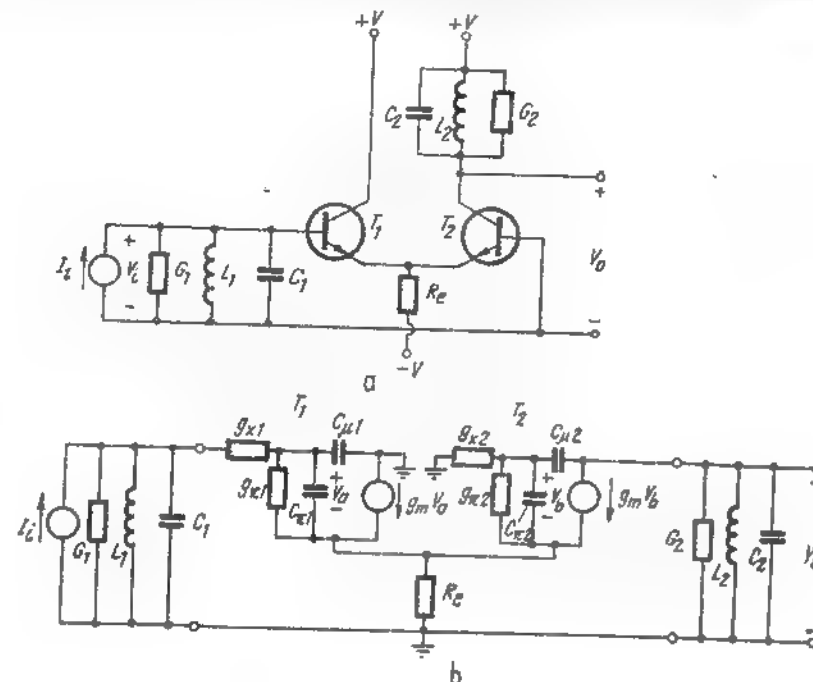
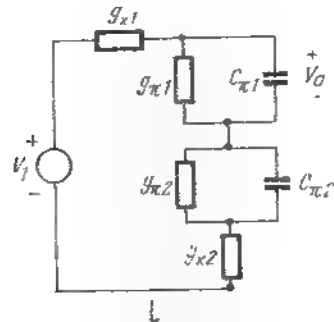
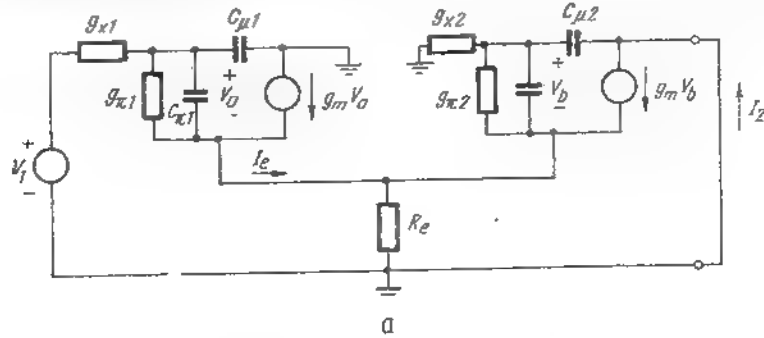


Fig. 17.11. Amplificator acordat realizat cu o pereche cu cuplaj prin emitor.

etajului se va reduce inadmisibil pentru același raport între $G_2 G_3$ și $y_{fe} y_{re}$. Astfel, apare necesitatea proiectării unor amplificatoare acordate de înaltă frecvență, care să folosească două tranzistoare încapsulate în aceeași capsulă ca parte activă a circuitului, pentru a reduce produsul $y_{fe} y_{re}$. Un asemenea circuit este perechea cu cuplaj prin emitor, studiată în cap. 16. Reamintim (v. § 16.2) că efectul capacității C_{μ} este redus în mare măsură în acest circuit, deoarece colectorul primului tranzistor este pus la masă în curent alternativ. Un amplificator acordat cu o pereche de tranzistoare cu cuplaj prin emitor este prezentat în fig. 17.11, a. Pentru a ilustra cantitativ dezechilibrul care apare în aliniabilitatea acestui circuit față de cel cu un singur etaj, trebuie amănunțit calculul lui y_{fe} și y_{re} pentru secțiunea de amplificator din fig. 17.11, b. Expresiile exacte pentru acești parametri se pot determina rezolvând ecuațiile la noduri ale acestui circuit (16.45). Totuși, rețeaua este suficient de complicată, astfel încât acest exercițiu este mai degrabă plictisitor și fără satisfacții. De aceea, vom face un calcul aproximativ, valabil însă la frecvențe mai mici decât ω_b . (Ca și mai înainte, dacă se cunosc y_{fe} și y_{re} pentru perechea de tranzistoare, secțiunea ce urmează va fi omisă în proiectare.)

Fig. 17.12. Calculul lui y_{fe} .

Pentru a calcula y_{fe} , scurtcircuităm perechea de tranzistoare, apoi calculăm raportul I_2/V_1 așa cum rezultă din fig. 17.12, a. Se observă că ambele capacități $C_{\mu 1}$ și $C_{\mu 2}$ sunt puse la masă în acest circuit, deci nu joacă un rol important în acest calcul și se pot neglija. Reamintim din § 16.2 că R_e este aproape totdeauna neglijabil față de impedanțele asociate tranzistorului. Cu aceste două ipoteze, putem transforma $g_{\pi 1}$, $g_{\pi 2}$ și $C_{\pi 1}$, $C_{\pi 2}$ în terminalul emitorului, multiplicându-le cu $\beta + 1$, și apoi să le transformăm din nou, împărțindu-le cu $\beta + 1$, astfel încât să apară

în serie cu $C_{\pi 1}$ și $g_{\pi 1}$. (V. problema P 17.18). Rezultatul acestei transformări este prezentat în fig. 17.12, b. Cînd r_x este mult mai mic decât $z_{\pi 1}$, (de exemplu, pentru ω mai mic decât ω_b ; v. ec. 17.25) și cînd tranzistoarele sînt identice, avem:

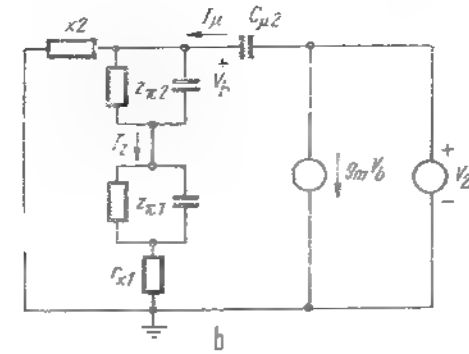
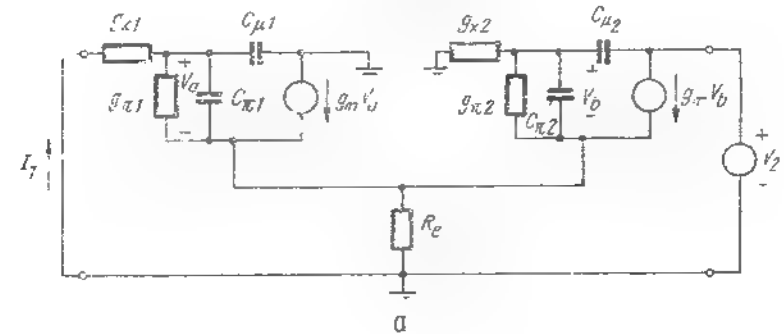
$$V_a \approx \frac{V_1}{2}. \quad (17.39)$$

Curentul de ieșire poate fi acum ușor de obținut, examinînd circuitul din fig. 17.12, a.

$$I_2 \approx g_m V_a. \quad (17.40)$$

Deoarece tranzistorul T_2 este cu baza comună,

$$I_2 = -\alpha I_e \approx -I_c. \quad (17.41)$$

Fig. 17.13. Calculul lui y_{re} .

Din ecuațiile (17.39), (17.40) și (17.41) rezultă:

$$y_{re} = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{g_m}{2}. \quad (17.42)$$

Parametrul invers y_{re} poate fi dedus din fig. 17.13. Aici $C_{\mu 2}$ nu mai este legat la masă și de aceea va avea un rol important în calcul; capacitatea $C_{\mu 1}$ se va putea însă neglija. Pentru a simplifica calculul lui y_{re} , vom utiliza aceeași dublă transformare ca în cazul precedent, pentru a aduce $g_{\pi 1}$, $g_{\pi 2}$ și $C_{\pi 1}$ în serie cu $g_{\pi 2}$ și $C_{\pi 2}$, ca în fig. 17.13, b. Dacă acum presupunem că $1/sC_{\pi 2}$ este mult mai mic decât impedanța totală a circuitului de bază, rezultă:

$$I_{\mu} \approx sC_{\mu 2} V_2. \quad (17.43)$$

Curentul prin $r_{\pi 2}$ este deci:

$$I_2 = sC_{\mu 2} V_2 \left(\frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + r_{\pi 1} + r_{\pi 2} + r_{\pi 2}} \right). \quad (17.44)$$

De asemenea,

$$I_1 = - \frac{I_2 (\beta_2 + 1)}{\beta_1 + 1} \approx - I_2. \quad (17.45)$$

Presupunând tranzistoarele identice și neglijând r_{π} în numitorul ecuației (17.44) (de exemplu ω mai mic decât ω_b), din ecuațiile (17.44) și (17.45) rezultă:

$$y_{re} = \frac{I_1}{V_2} = - sC_{\mu 2} \left(\frac{g_{\pi} + sC_{\pi}}{2g_{\pi}} \right). \quad (17.46)$$

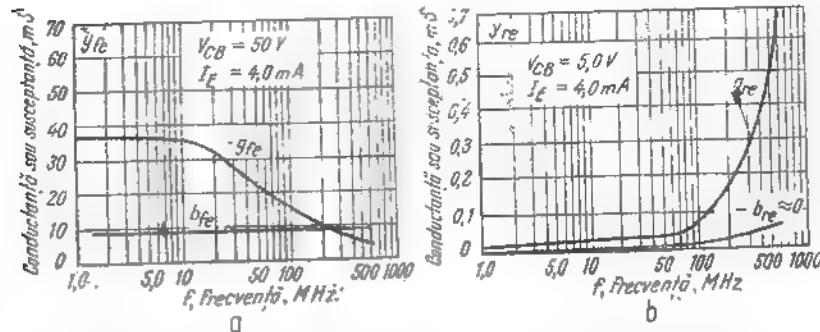


Fig. 17.14. Admitanțele de transfer ale unei perechi integrate cu cuplaj prin emitor; a - partea reală; b - partea imaginară.

Aceste formule ale lui y_{re} și y_{re} sînt în general compatibile cu datele publicate pentru circuitele integrate conținînd o pereche cu cuplaj prin emitor (v. fig. 17.14, a și b). Din ecuațiile (17.42) și (17.46), rezultă că pentru perechea cu cuplaj prin emitor:

$$y_{fe} y_{re} = g_m s C_{\mu} \left(\frac{g_{\pi} + s C_{\pi}}{4 g_{\pi}} \right), \quad (17.47)$$

deci, criteriul de aliniere pentru acest circuit, se exprimă în funcție de parametri hibridi astfel:

$$\left| g_m s C_{\mu} \left(\frac{g_{\pi} + s C_{\pi}}{4 g_{\pi}} \right) \right| \ll G_1 G_2. \quad (17.48)$$

Sîntem acum în măsură să comparăm alinierea perechii cu cuplaj prin emitor cu aceea a unui amplificator cu un singur etaj cu emitorul comun. Reamintim de la § 17.2.2 că, pentru ultimul:

$$y_{fe} y_{re} = - g_m s C_{\mu}. \quad (17.49)$$

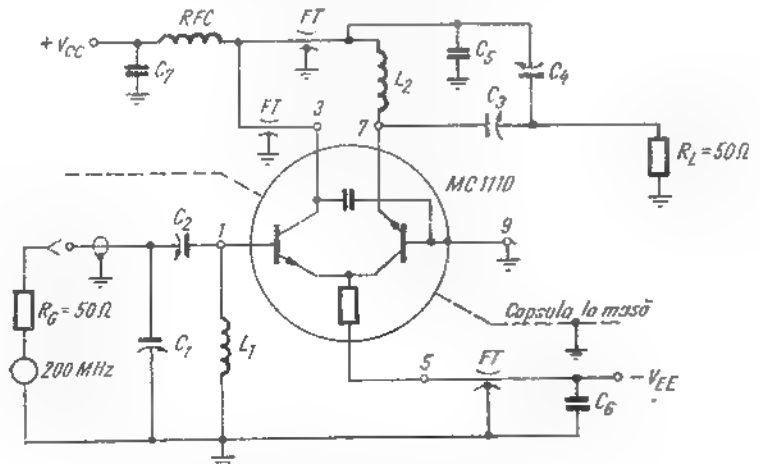


Fig. 17.15. Amplificator acordat pe 200 MHz cu un circuit integrat cu cuplaj prin emitor. Vezi lucrarea [17.4].

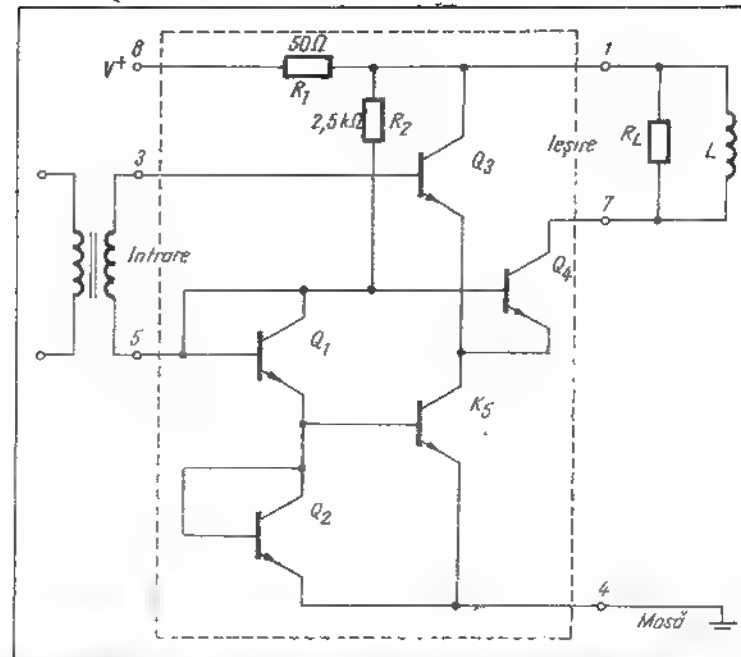
Comparînd acest rezultat cu ecuația (17.47), rezultă că, pentru perechea cu cuplaj prin emitor, este mai ușor de aliniat cu un factor:

$$K = \left| \frac{4 g_{\pi}}{g_{\pi} + s C_{\pi}} \right|. \quad (17.50)$$

La frecvențe mai mici decât ω_b , acest factor este aproximativ $4r_{\pi}/r_{\pi}$ și poate avea o valoare de 50 sau 100. Evident că acest factor scade cu creșterea frecvenței, dar, chiar la ω_b , limita superioară a analizei noastre, perechea cu cuplaj prin emitor este încă mai bună cu un factor egal aproximativ cu 4 (v. problema P.17.12).

Acum, după ce am stabilit criteriul alinierii pentru amplificatorul cu cuplaj prin emitor calculele pentru acordarea sincronă și decalată sînt identice cu cele prezentate în § 17.2, și de aceea nu le mai repetăm (v. problemele P.17.13, P.17.14 și P.17.15).

Schema completă a unui amplificator acordat de 200 MHz, cu cuplaj prin emitor este prezentată în fig. 17.15. Ca dispozitiv activ se utilizează un singur circuit integrat, circuit ce conține



a

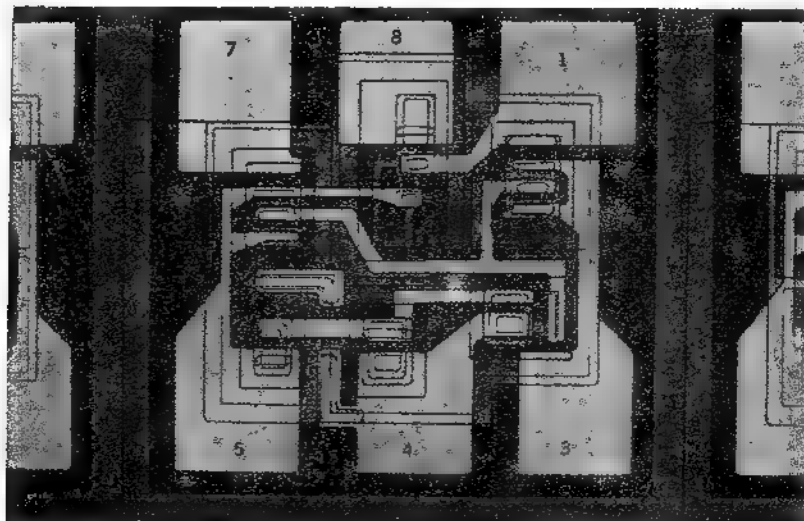


Fig. 17.16. Un amplificator mai complicat cu circuit integrat cu cuplaj prin emitor:
a — schema electrică; b — microfotografia circuitului integrat.

două tranzistoare, rezistorul de emitor și condensatorul de cuplaj, care să asigure punerea colectorului lui T_1 la masă prin baza lui T_2 .

Pentru a obține valori convenabile ale impedanțelor circuitelor acordate, proiectantul a ales condensatoarele cu prize (C_1 , C_3 și C_2 , C_4) în locul bobinelor cu prize, așa cum s-a arătat în § 17.2.1 (v. problema P.17.16).

Un amplificator integrat cu cuplaj prin emitor, puțin mai complicat, este prezentat în fig. 17.16. Tranzistoarele Q_3 și Q_4 formează perechea activă. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 sînt montate ca diode pentru a asigura polarizarea bazei lui Q_3 , care constituie o sursă de curent constant în emitoarele lui Q_3 și Q_4 .

O microfotografie a acestui amplificator este prezentată în fig. 17.16, b. Dimensiunile circuitului integrat din figură sînt de 20 mils pe 20 mils.

17.4. DEMONSTRAȚII EXPERIMENTALE LA CURS

Circuitul din fig. 17.17 poate fi utilizat pentru a demonstra problemele de instabilitate și aliniabilitate care apar la amplificatoarele acordate.

1. Cu comutatorul pe poziția A, circuitul este un amplificator cu un singur etaj. Se alege rezistențele R_1 și R_2 la valori mici și se acordă circu-

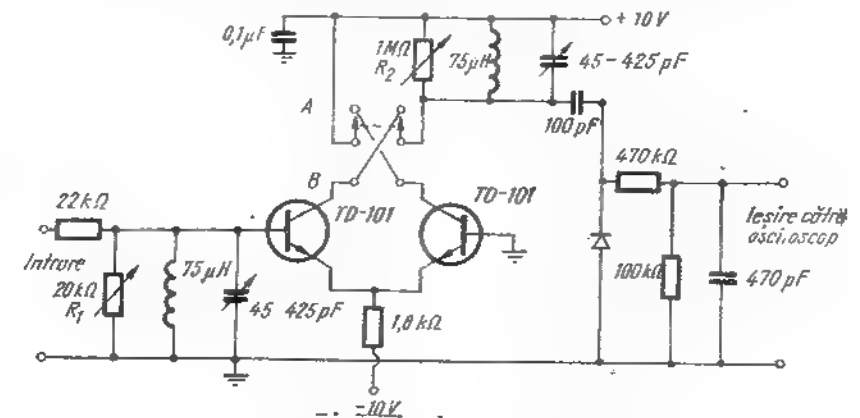


Fig. 17.17. Circuitul pentru studiul amplificatoarelor acordate.

itele rezonante pe aceeași frecvență (aproximativ 10 MHz). Acum se cresc R_1 și R_2 . Amplificarea va crește, dar circuitul va deveni din ce în ce mai greu de aliniat, iar curba de răspuns mai asimetrică. Pentru valori mari ale lui R_2 , circuitul va fi instabil.

2. Cu comutatorul pe poziția B, obținem un amplificator cu două tranzistoare cu cuplaj prin emitor. Acum, amplificatorul va fi mai stabil și răspunsul mai simetric pentru valori mai mari ale lui R_1 și R_2 , deci pentru o amplificare mai mare.

BIBLIOGRAFIE

- 17.1 G.E. Valley și H. Wallman. *Vacuum Tube Amplifiers*. Mc Graw-Hill, New York, 1948
 17.2 C. L. Searle. *Elementary Circuit Properties of Transistors*. Wiley, New York, 1964.
 17.3 J. G. Linvill și J. F. Gibbons. *Transistors and Active Circuits*. McGraw-Hill, New York, 1961
 17.4 *Semiconductor Data Manual*, Motorola Semiconductors, Phoenix, 1965.

PROBLEME

P17.1. Să se determine valorile elementelor circuitului acordat din fig. 17.3, astfel ca amplificatorul să poată amplifica selectiv frecvența pilot de 19 kHz, într-un receptor MF stereo. Circuitul trebuie să posedă un Q de 50.

P17.2. Să se demonstreze că la frecvența mai mică decât ω_p , capacitatea care apare în paralel cu C_2 și C_3 în fig. 17.3, b , este dată de ecuația (17.15).

P17.3. Să se calculeze admitanța $Y_{in} = I_1/V_1$ în fig. 17.4, aplicînd o tensiune V_1 la bornele de intrare ale cuadripolului în y (după ce s-au îndepărtat I_2 , G_1 , L_1 și C_2) și calculînd curentul rezultat. Deci, să se verifice ecuația (17.21).

P17.4. Să se calculeze parametrii y_{fe} și y_{re} pentru modelul cu parametrii hibridi, avînd sursă de tensiune atît la intrare cît și la ieșire, și apoi să se rezolve pentru funcțiile de transfer corespunzătoare. Să se compare răspunsul obținut cu ecuațiile (17.23) și (17.24) (vezi pag. 96)

P17.5. Să se calculeze $y_{re} = I_2/V_2$ din fig. 17.5, b , presupunînd că tensiunea V este suficient de mică față de V_p , astfel că curentul prin C_4 este aproximativ sC_4V_2 . Deci, să se verifice ecuația (17.24).

P17.6. Să se calculeze admitanța de intrare $y = I/V_2$ a circuitului acordat cu bobină cu prize din fig. 17.6. Să se compare apoi cu admitanța circuitului acordat simplu din fig. 17.1, deci să se verifice ecuațiile (17.32) și (17.33).

P17.7. Să se studieze aliniabilitatea unui amplificator cu un singur etaj de tipul celui din fig. 17.7, utilizînd un tranzistor 2N1613 în punctul de funcționare $I_G = 20$ mA, $V_{CE} = 30$ V. Se vor utiliza parametrii y dați în fig. 12.16. Se va considera $G_1 = 4$ mS, $G_2 = 2$ mS (vezi pag. 101)

P17.8. Să se verifice ecuația (17.35), considerînd n celule trece jos RC independente, avînd funcția de transfer:

$$\frac{V_o}{V_i} = K \left(\frac{1}{1 + j\omega} \right)^n. \quad (17.51)$$

Să se arate apoi că lărgimea de bandă a lanțului de n celule RC este:

$$\text{lărgimea de bandă a } n \text{ celule} = (\text{lărgimea de bandă a unui etaj}) \times \sqrt{2^{1/n} - 1}. \quad (17.52)$$

P17.9. Să se completeze proiectarea amplificatorului acordat sincron de la § 17.2.2, găsind valorile pentru C_1 , C_2 , L_1 și L_2 care să asigure o frecvență centrală de 455 kHz și o lărgime de bandă de 10 kHz. Se pot utiliza bobine cu prize dacă este necesar (vezi pag. 102).

P17.10. Să se completeze proiectarea amplificatorului decalat acordat de la § 17.2.3, determinînd valorile lui C_1 , C_2 , L_1 și L_2 care să asigure o frecvență centrală de 455 kHz și o lărgime de bandă de 10 kHz. (vezi pag. 103)

P17.11. Să se completeze proiectarea amplificatorului acordat sincron de 10,7 MHz de la § 17.2.4, determinînd valorile lui C_1 , C_2 , L_1 și L_2 care să asigure frecvența centrală cerută și o bandă de 0,2 MHz. (vezi pag. 104)

P17.12. Să se proiecteze un amplificator cu cuplaj prin emitor, acordat sincron, de tipul celui din fig. 17.11, care să posedă o frecvență centrală de 10,7 MHz și o lărgime de bandă de 0,2 MHz. Se vor utiliza parametrii tranzistorului de la § 17.2.1. Să se compare aliniabilitatea acestui circuit cu cea a amplificatorului de la paragraful 17.2.4 (vezi pag. 109).

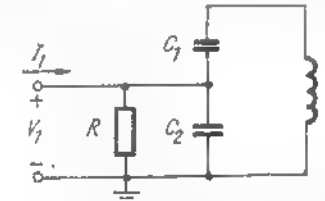


Fig. 17.17 Circuit pentru studiul amplificatorului acordat.

P17.13. Să se repete problema P 17.13, cu deosebirea că se va utiliza o acordare decalată. (vezi pag. 109)

P17.14. Să se compare aliniabilitatea unui amplificator acordat cu un singur etaj de 50 MHz de tipul celui din fig. 17.7 cu a amplificatorului cu cuplaj prin emitor din fig. 17.11. Se vor utiliza pentru tranzistor parametrii dați în § 17.2.1 și se va lua $R_1 = R_2 = 50 \Omega$.

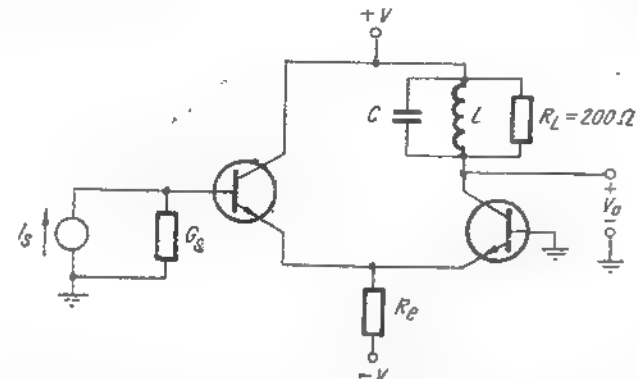


Fig. 17.18 Circuit transformator de impedanțe cu două condensatoare.

17.15. Să se proiecteze un amplificator acordat cu cuplaj prin emitor de tipul celui din fig. 17.11, care să posedă o frecvență centrală de 50 MHz și o lărgime de bandă de 2 MHz. Se va lua $R_1 = R_2 = 50 \Omega$. Se vor folosi datele din fig. 17.14 pentru circuitul integrat. Se vor neglija efectele lui y_{re} și y_{oe} .

P17.16. Să se stabilească ecuația transformării de impedanță pentru un circuit acordat cu condensatoare cu prize, de tipul celui din fig. 17.18 (vezi pag. 111).

P17.17. La amplificatorul acordat din fig. 17.19 sînt date pentru ambele tranzistoare $\beta_o = 50$, $\omega_T = 10^9$ rad/s, $r_e = 50 \Omega$, $C_{\mu} = 2$ pF în punctul de funcționare (pentru ambele tranzistoare)

$I_C = 2,5 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$. Amplificatorul trebuie să funcționeze la o frecvență centrală de $\omega_0 = 10^6 \text{ rad/s}$ cu o lărgime de bandă la 3 dB de $5 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$ ($Q=20$).

a) Să se determine L și C pentru a obține răspunsul dorit.

b) Dacă se adaugă un circuit acordat la intrare circuitul va mai avea un răspuns simetric? Acesta fiind un calcul aproximativ, se pot utiliza aproximații rezonabile, inclusiv neglijarea lui R_e .

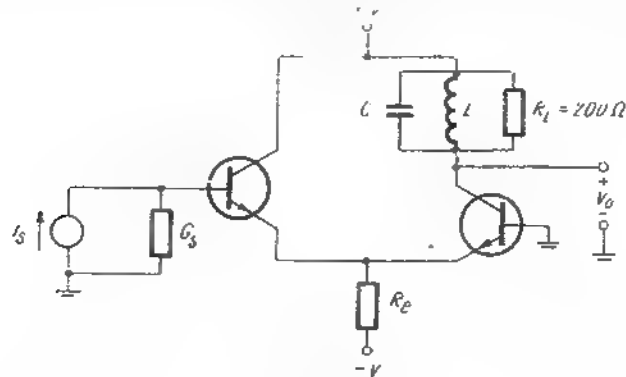


Fig. 17.19. Amplificator acordat.

CAPITOLUL 18

REAȚIA

P17.18. Să se arate că proprietățile transformării de impedanțe la frecvențe joase ale amplificatorului cu colectorul comun, analizate în § 11.5.2 pot fi generalizate. Concret, să se demonstreze că o impedanță de emitor Z_e poate fi deplasată deasupra nodului emitorului în modelul hibrid, pentru a apărea în serie cu $z_\pi = (g_\pi + sC_\pi)^{-1}$ dacă transformăm impedanța în $Z_e(\beta + 1)$. Similar, să se demonstreze că impedanța z_π poate fi deplasată sub nodul emitorului pentru a apărea în serie cu Z_e , dacă transformăm impedanța sa în $z_\pi/(\beta + 1)$.

- 18.1. Proprietățile de bază ale amplificatoarelor cu reacție
 - 18.1.1. Amplificarea
 - 18.1.2. Desensibilizarea
 - 18.1.3. Efectul reacției asupra semnalelor parazite
 - 18.1.4. Efectul reacției asupra distorsiunilor
 - 18.1.5. Rezumat
- 18.2. Cele patru topologii de bază de circuite cu reacție
- 18.3. Analiza și proiectarea circuitelor pe baza comparării și eșantionării nodurilor
 - 18.3.1. Analiza cu ajutorul cuadripolilor
 - 18.3.2. Reprezentările sub formă de circuit pentru α și f
 - 18.3.3. Exemplu de proiectare
 - 18.3.4. Transmisia pe buclă
 - 18.3.5. Admitanțele de intrare și ieșire
 - 18.3.6. Rezumat
- 18.4. Analiza și proiectarea circuitelor prin compararea și eșantionarea buclelor
 - 18.4.1. Analiza cu ajutorul cuadripolilor
 - 18.4.2. Reprezentările sub formă de circuit pentru α și f
 - 18.4.3. Exemplu
- 18.5. Circuite cu reacție, cu compararea nodului și eșantionarea buclei
- 18.6. Circuite cu reacție, cu compararea buclei și eșantionarea nodului
- 18.7. Rezumat
- 18.8. Demonstrații experimentale la curs
 - 18.8.1. Reducerea zgomotului de rețea
 - 18.8.2. Reducerea distorsiunilor

Bibliografie

Probleme

18.1. PROPRIETĂȚILE DE BAZĂ ALE AMPLIFICATOARELOR CU REACȚIE

Nu există amplificatoare ideale. De exemplu, nici un amplificator nu este perfect liniar, în sensul că forma de undă a tensiunii de ieșire nu este cu exactitate forma de undă a tensiunii de intrare, înmulțită cu un factor constant. Chiar dacă amplificatorul este suficient de liniar pentru o anumită plajă a tensiunii de intrare, amplificarea de tensiune variază datorită schimbărilor survenite în tensiunea de alimentare sau temperatură, care produc variația caracteristicilor tranzistorului cu punctul static de funcționare. Acestea și multe alte limitări ale amplificatorului pot fi minimizate prin aplicarea *reacției negative*.

18.1.1. Amplificarea

Noțiunea de reacție negativă, așa cum este aplicată la amplificatoare poate fi ilustrată cu ajutorul schemei-bloc de fluentă a semnalului din fig. 18.1.a sau a schemei-bloc electrice din fig. 18.1.b. Pentru a aplica o reacție unui amplificator, trebuie folosite încă două elemente, un atenuator de precizie și un comparator. Pentru simplitate, se presupune că funcțiile de transfer ale celor trei blocuri sînt independente de frecvență.

De asemenea, pentru moment, se neglijează încărcarea amplificatorului de bază de către circuitul de reacție, presupunînd că amplificatorul de bază din fig. 18.1 are o rezistență de intrare infinită și o rezistență de ieșire

egală cu zero. În aceste condiții, tensiunea de ieșire V_4 a atenuatorului de precizie este egală cu tensiunea de ieșire V_3 a amplificatorului, înmulțită cu un factor constant subunitar. Tensiunea V_4 este comparată cu tensiunea

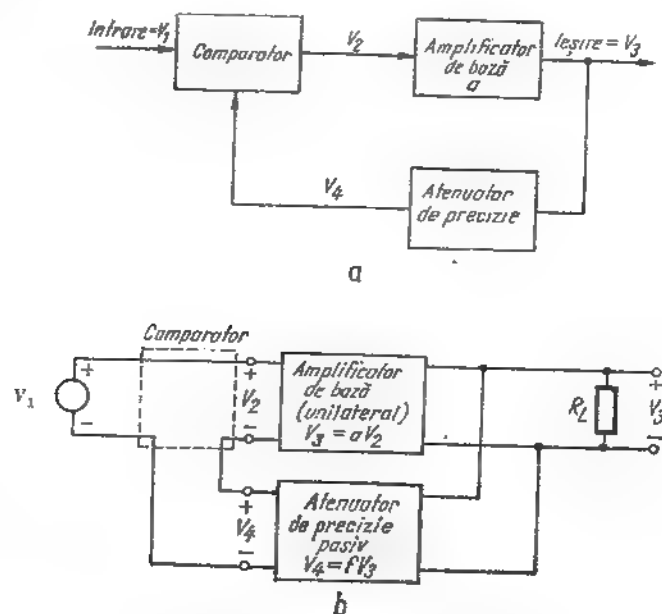


Fig. 18.1. Scheme-bloc ale unui amplificator cu reacție :
a - diagrama de flux a semnalului; b - schema-bloc electrică.

de intrare V_1 și diferența dintre cele două tensiuni este aplicată amplificatorului. Așadar :

$$V_2 = V_1 - V_4. \quad (18.1)$$

Combinând această ecuație cu relațiile intrare-ieșire ale amplificatorului de bază și ale atenuatorului calibrat,

$$V_3 = aV_2; \quad (18.2)$$

$$V_4 = fV_3; \quad (18.3)$$

și eliminând V_2 și V_4 , se găsește că amplificarea de tensiune a amplificatorului cu reacție complet, adesea denumită *amplificare pe buclă închisă* este :

$$\frac{V_3}{V_1} = A = \frac{a}{1 + af}. \quad (18.4)$$

Efectul reacției negative este evident. Dacă produsul af este mult mai mare decât unitatea, ecuația 18.4 se reduce la :

$$A = \frac{V_3}{V_1} \approx \frac{1}{f}. \quad (18.5)$$

Așadar relația între V_3 și V_1 depinde numai de f și este aproape independentă de a . Aceasta este un rezultat important deoarece amplificarea a a amplificatorului de bază este funcție de temperatură, tensiunea de alimentare etc., așa cum s-a scos în evidență mai sus.

Pe de altă parte, „amplificarea” f poate fi controlată cu precizie, deoarece atenuatorul poate fi construit cu elemente R , L și C invariabile, adică, ale căror valori sînt mult mai puțin sensibile la schimbarea condițiilor de funcționare. Amplificarea globală de tensiune este aproximativ independentă de a atunci cînd a este mare, deoarece tensiunea de intrare a amplificatorului, V_2 , necesară pentru a produce V_3 , este diferența între două tensiuni mult mai mari, V_1 și fV_3 . În consecință, dacă pentru anumite motive a scade de două ori, este necesară o schimbare neimportantă a valorii lui V_3 , pentru a dubla pe V_2 , compensînd astfel pierderea de amplificare.

În sfîrșit ar trebuie subliniat că deși ne-am referit numai la amplificarea de tensiune scopul amplificatoarelor este altul. Amplificarea de tensiune poate fi obținută și cu un transformator. Ceea ce interesează în mod special este amplificarea de putere sau posibilitatea de a comanda puterea, adică de a amplifica un semnal de putere (sau tensiune) redusă; în acest fel un semnal de o putere substanțială poate fi aplicat sarcinii, de exemplu difuzorului sau bobinei mobile a unui instrument de măsurat

18.1.2. Desensibilizarea

Se va calcula cu mai multă precizie variația amplificării de tensiune A la schimbările amplificării a a amplificatorului de bază. Diferențînd ecuația 18.4 (presupunînd mici variații ale lui a , iar f fiind constant), se obține :

$$dA = \frac{1}{(1 + af)^2} da. \quad (18.6)$$

Se poate determina variația relativă a lui A , din acest rezultat și ecuația 18.4 :

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{1 + af} \frac{da}{a} \quad (18.7)$$

(v. problema P. 18.1). Așadar o variație relativă a valorii lui a reduce amplificarea globală A de $1 + af$ ori. De exemplu, dacă produsul af este 99, atunci o variație de 10 % a valorii lui a dă naștere unei schimbări de numai 0,1 % a valorii lui A . Este clar, însă, că trebuie plătit un „preț” pentru această importantă îmbunătățire a performanțelor amplificatorului. Compararea ecuațiilor (18.2) și (18.4), indică faptul că aplicarea reacției negative are ca rezultat *reducerea* amplificării. În mod explicit, raportul între amplificarea globală a amplificatorului cu reacție și a amplificatorului de bază este :

$$\frac{A}{a} = \frac{1}{1 + af} \quad (18.8)$$

Așadar, amplificarea globală este redusă prin același factor prin care sînt reduse variațiile amplificării. În exemplul numeric dat mai sus, reacția a redus variațiile amplificării de o sută de ori, dar această îmbunătățire în performanță este obținută prin reducerea amplificării de o sută de ori. Din fericire, o amplificare nestabilizată se obține cu ușurință (de exemplu adăugînd noi etaje). Aducerea amplificării nestabilizate la stabilitate nu este o limitare serioasă în folosirea reacției.

Pentru polaritățile și interconectările din fig. 18.1, reacția este prin definiție *negativă* sau *inversă* dacă a și f au același semn algebric. Totuși, în configurații mai complicate, nu este ușor întotdeauna să se aplice acest criteriu. O metodă mai sigură de investigare a tipului de reacție este dată de ecuația (18.8). Dacă o mișcare a valorii absolute a lui f , considerată inițial zero, *reduce* A sub valoarea lui a , reacția este prin definiție *negativă*.

18.1.3. Efectul reacției asupra semnalelor parazite

Performanțele unui amplificator sînt adesea limitate de prezența unor semnale parazite ca zgomotul surselor de alimentare, zgomotul de agitație termică și diafonia legată de prezența unor amplificatoare vecine.

În aceste condiții specifice, reacția negativă poate fi folosită pentru a reduce efectul acestor semnale parazite, dar în multe cazuri reacția nu produce nici o îmbunătățire. Se va face diferențierea între aceste extreme cu ajutorul citorva exemple simple.

Se va examina mai întîi efectul semnalului parazit ce apare la intrarea amplificatorului. Schema-bloc folosită pentru acest calcul este prezentată în fig. 18.2, *a*. Este ușor de înțeles faptul că, deoarece semnalul util V_1 și semnalul parazit V_n se aplică în amplificator în același punct, este dificil pentru amplificator să amplifice cu precădere V_1 față de V_n . Pentru a demonstra acest fapt se scrie V_3 ca o superpoziție folosind ecuația (18.4) :

$$V_3 = \frac{a}{1 + af} V_1 + \frac{a}{1 + af} V_n \quad (18.9)$$

În acest caz, o indicație utilă asupra performanței amplificatorului o dă raportul semnal-zgomot, raportul dintre amplitudinea semnalului util și a semnalului parazit în același punct al rețelei. Este clar, din ecuația (18.9) că raportul semnal-zgomot la ieșirea amplificatorului din fig. 18.2, *a* este :

$$\frac{S}{N} = \frac{V_1}{V_n} \quad (18.10)$$

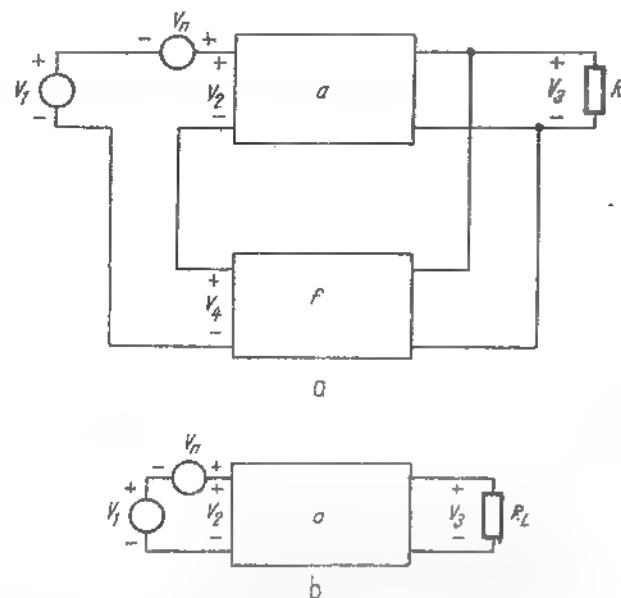


Fig. 18.2. Efectul reacției asupra semnalelor parazite de la intrarea amplificatorului.

ceea ce reprezintă același rezultat ca acela ce s-ar fi obținut de la amplificatorul de bază însuși (fig. 18.2, *b*).

În concluzie, se constată că *reacția nu îmbunătățește raportul semnal-zgomot al unui amplificator, dacă semnalul parazit se aplică în același punct ca semnalul util.*

S-a discutat deja (cap. 16) despre o contradicție aparentă a acestei afirmații. În § 16.1.4, reacția a fost aplicată unui amplificator cu trei etaje, pentru a stabili punctul de funcționare al tranzistorului de ieșire la variațiile lui V_{B1} . O examinare atentă a fig. 16.5 scoate în evidență faptul că „sursa de zgomot” V_{B1} și sursa de semnal util V_i sînt, de fapt, conectate la intrarea amplificatorului, deoarece ambele conduc la un curent de bază V/R_b . Apare o îmbunătățirea a raportului semnal zgomot, sau, mai corect exprimat, a raportului semnal derivă, deoarece semnalul este alternativ în timp ce *derivă* este, în mod esențial, continuu. Așadar, este posibil ca prin adăugarea unui condensator C_b la amplificatorul de bază să se aplice reacția în mod selectiv, adică să se obțină reacții puternice de curent continuu în timp ce reacția de curent alternativ este suprimată.

În continuare se va examina efectul reacției cînd semnalul parazit nu este introdus la intrare ci în alt punct al amplificatorului. O reprezentare generală a acestui caz este arătată în fig. 18.3, a. Aici se presupune existența a două amplificatoare a_1 și a_2 . Se presupune că amplificatorul a_2 are asociat un generator de zgomot V_n , iar amplificatorul a_1 nu este afectat de zgomot. Folosind din nou suprapunerea efectelor, se găsește că tensiunea de ieșire V_3 trebuie să fie:

$$V_3 = \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_i + \frac{a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_n \quad (18.11)$$

Așadar, raportul semnal-zgomot este:

$$\frac{S}{N} = \frac{a_1 V_i}{V_n} \quad (18.12)$$

care este de a_1 ori mai bun decît acela obținut cu amplificatorul folosit singur (fig. 18.3, b). Deci dacă este posibil să se construiască un amplificator a_1 care să nu fie afectat de zgomot ca amplificatorul a_2 , atunci este posibil să fie îmbunătățit raportul semnal-zgomot al amplificatorului a_2 , cu ajutorul reacției. Rezultă că zgomotul V_n (fig. 18.3) nu poate fi zgomot de agitație termică asociat cu intrarea amplificatorului, deoarece atunci amplificatorul a_1 ar fi afectat de zgomot în același mod ca amplificatorul a_2 .

Problema zgomotului de rețea al sursei de alimentare a unui etaj de ieșire al unui amplificator audio este ilustrată în fig. 18.3. Deoarece curentul de colector al acestui etaj este adesea de ordinul amperilor, este costisitor să se prevadă o filtrare corespunzătoare pentru sursa de alimentare a acestui etaj. Pe de altă parte, deoarece etajele precedente ale ampli-

ficatorului funcționează la nivele de semnal mult mai mic, filtrarea sursei de alimentare a acestora este mai ieftină. Deci, este rezonabil să se reprezinte amplificatorul de ieșire, de putere, prin blocul a_2 ca în fig. 18.3 și să se presupună că V_n reprezintă zgomotul sursei de alimentare. Amplificatorul a_1 este al doilea amplificator, care funcționează la nivele de semnal

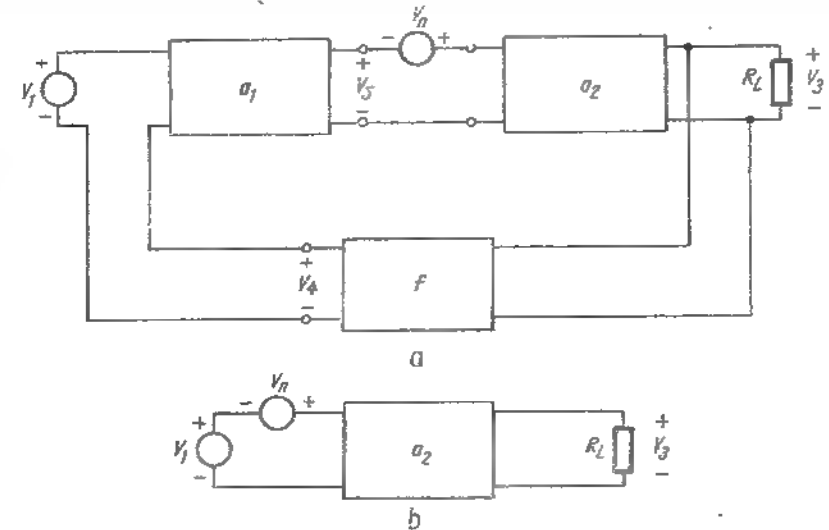


Fig. 18.3. Efectul reacției asupra semnalelor externe introduse în alt punct decât la intrare

mult mai mici, fiind alimentat de la o sursă bine filtrată. De exemplu, să presupunem că a_2 are o amplificare de tensiune unitară, dar un câștig mare de putere (ceea ce este necesar) și că V_n este zgomotul rețelei de 120 Hz¹⁾ și amplitudinea de 1V. Locul exact în care semnalul parazit este introdus în a_2 nu este important în această discuție și pentru simplitate se presupune că el se introduce la intrarea lui a_2 . Dacă semnalul util V_i are de asemenea o amplitudine de 1V, atunci cînd a_2 funcționează singur (fig. 18.3, b) raportul semnal-zgomot are valoarea 1. Dacă amplificatorul a_1 cu câștig 100 și fără zgomot i se adaugă o rețea de reacție cu f egal cu unitatea, atunci din ecuația 18.11 tensiunea de ieșire va conține un semnal util de aproximație 1V, cînd se folosește rețeaua de reacție, semnalul de 1V de la intrare se aplică *comparatorului*, iar zgomotul va fi redus printr-un factor egal cu 101. Această reducere apare deoarece tensiunea V_3 din fig. 18.3, a, conține acum o componentă de zgomot *inversată* în raport cu V_n .

¹⁾ În Statele Unite ale Americii, frecvența tensiunii de rețea este 60 Hz. (NT)

Rezultatele discutate mai sus pot fi ușor verificate observând formele de undă ale amplificatorului audio simplu din fig. 18.4, a. Când etajul de putere funcționează fără reacție, punând comutatorul pe poziția 1, tensiunea V_2 este sinusoidală, în timp ce tensiunea V_3 conține o componentă

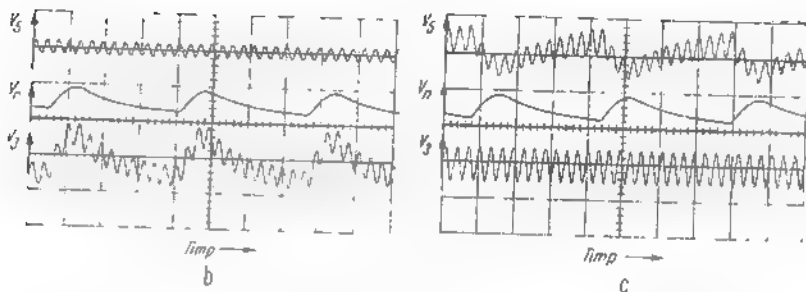
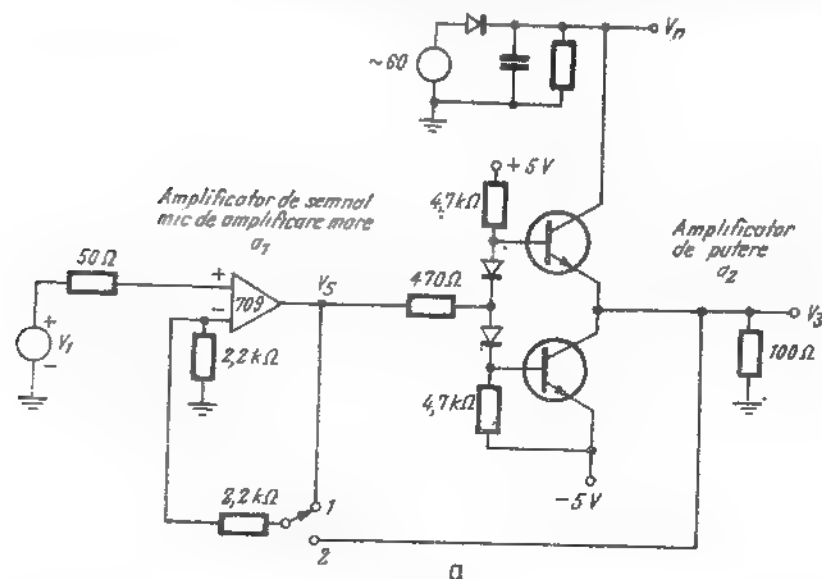


Fig. 18.4. Oscilogramme arătând efectul reacției asupra brumului etajului de ieșire.
a — schemă electrică; b — fără reacție; c — cu reacție.

mare de zgomot suprapus, ca în fig. 18.4, b. Când se aplică reacția amplificatorului de ieșire și unui amplificator de semnal mic (în acest caz un amplificator operațional 709), plasând comutatorul pe poziția 2, se constată din

fig. 18.4, a că zgomotul dispăre din compoziția semnalului de ieșire V_3 al amplificatorului de putere, dar că semnalul de intrare V_1 al amplificatorului de putere conține acum un semnal de tip zgomot de fond *inversat*, necesar pentru a anula zgomotul¹⁾ Amplitudinea semnalului util la intrarea amplificatorului de putere este aproximativ aceeași cu, sau fără reacție (v. problema P.18.25).

În rezumat, reacția poate fi folosită pentru a reduce zgomotele într-un amplificator, numai dacă este posibilă construirea unui al doilea amplificator având o amplificare substanțială, și un raport semnal-zgomot la ieșire substanțial mai bun decât amplificatorul original. În practică este mai ușor să se minimizeze semnalele parazite în etajele de amplificare pentru care nu interesează obținerea unei amplificări mari de putere sau a unei valori mari a puterii de ieșire. Așadar cerința de a avea o amplificare mare de tensiune poate fi satisfăcută de un amplificator separat, în timp ce obținerea puterii, cu problema adiacentă a zgomotului de rețea este realizată de un alt etaj de amplificare.

18.1.4. Efectul reacției asupra distorsiunilor

În cadrul discuției anterioare s-a presupus că toate circuitele din schemele bloc prezintă funcții de transfer liniare. Se va examina acum cazul în care amplificatorul este neliniar. Se va presupune, că relația între tensiunea continuă de la ieșire și tensiunea continuă de la intrare a amplificatorului de bază din fig. 18.1 este reprezentată grafic în fig. 18.5. Deoarece caracteristica de transfer este *liniară pe porțiuni*, putem aplica analiza din §18.1.1, separat fiecărei porțiuni liniare.

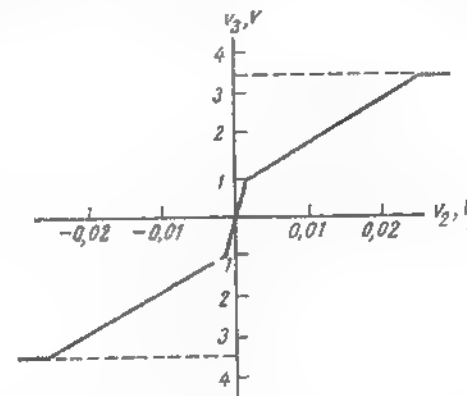


Fig. 18.5. Funcția de transfer a amplificatorului de bază.

¹⁾ Această discuție poate fi folosită pentru o lucrare de laborator simplă dar foarte eficientă (NA).

Pe această bază ne-am putea aștepta ca amplificatorul cu reacție să aibă o caracteristică de transfer mult mai liniară decât a amplificatorului de bază, deoarece, așa cum s-a arătat, reacția are tendința de a „suprima” schimbările survenite în amplificarea amplificatorului de bază.

În mod concret se va presupune că pentru $|v_2|$ mai mic de 1 V, caracteristica de transfer a amplificatorului de bază are o pantă de 1000, iar pentru $|v_2|$ între 1 și 3 V, panta este 100, așa cum arată fig. 18.5.

Datorită neliniarității circuitului, este necesar să se realizeze analiza în domeniul timp și nu în domeniul frecvență. Așadar, scriind ecuațiile (18.1), (18.2) și (18.3) în funcție de variații mici în domeniul timp se obțin :

$$v_3(t) = av_2(t); \quad (18.13)$$

$$v_4(t) = fv_3(t); \quad (18.14)$$

$$v_2(t) = v_1(t) - v_4(t). \quad (18.15)$$

Deci :

$$v_2(t) = \frac{1}{1 + af} v_1(t). \quad (18.16)$$

Dacă, în continuare, se va presupune $f = 0,1$, atunci din ecuația 18.16 pentru $|v_2| < 1V$, tensiunea variabilă de la ieșire va fi :

$$v_3(t) = \frac{1000 v_1(t)}{1 + (1000)(0,1)} = 9,9 v_1(t).$$

Pentru $1V < |v_2| < 3,5V$ panta caracteristicii de transfer, așadar și amplificarea de semnal mic, este :

$$\text{panta} = \frac{100}{1 + (100)(0,1)} = 9,1.$$

Deci, aplicarea reacției negative a redus variația amplificării amplificatorului de bază într-un raport de 10 : 1, adică schimbarea survenită în amplificare este de la 9,9 la 9,1 pentru aceeași plajă de variație a semnalului de ieșire (v. fig. 18.6). Este clar că „prețul” pentru această îmbunătățire a liniarității este reducerea amplificării. Dar, în multe cazuri, aceasta nu este o problemă dificilă. Pierderea de amplificare poate fi refăcută adăugând un nou amplificator, la intrarea amplificatorului cu reacție, iar acest nou amplificator poate fi proiectat astfel încât să nu introducă practic nici o

distorsiune, deoarece el amplifică semnale de amplitudine mică. Astfel, se reduce amplificarea părții din sistem care comandă semnale mari pentru a îmbunătăți fidelitatea la semnale mari, și să transfere această sarcină părții care amplifică semnale mici și ale cărei distorsiuni sunt mult mai mici. În acest tip de problemă, reacția conduce într-adevăr la îmbunătățirea liniarității întregului sistem fără o diminuare a amplificării întregului sistem.

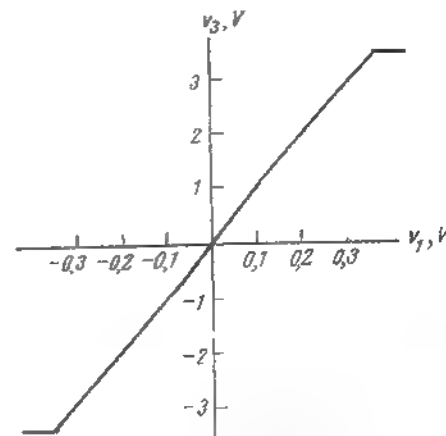


Fig. 18.6. Funcția de transfer a amplificatorului complet cu reacție.

Este foarte important să se observe că reacția devine din ce în ce mai puțin eficientă pe măsură ce amplificarea de semnal mic a amplificatorului de bază este mai mică. Ca un exemplu extrem, când amplificatorul de bază discutat mai sus se saturează pentru $|v_2| > 3,5 V$, amplificarea de semnal mic a tinde către zero; așadar și af și A tind către zero, așa cum arată fig. 18.6. Deci există o limită a „cantității de neliniaritate” pe care o poate corecta reacția. Fiecare amplificator are limite „fixe”, fundamentale privind valoarea semnalului de ieșire pe care-l poate produce. Aceste limite „fixe”, care apar deoarece tranzistoarele din amplificator se blochează, se saturează, sau devin neliniare în mod nepermis, nu pot fi eliminate prin reacție.

În fig. 18.7, a se prezintă un circuit simplu care pune în evidență efectul reacției negative asupra distorsiunilor. Deoarece mărimea distorsiunii este în legătură strânsă cu mărimea semnalului de ieșire, pentru a face o comparație utilă practic, este important ca semnalul de ieșire cu reacție să fie făcut egal cu semnalul de ieșire în absența reacției. Lucrul acesta este realizat prin comutarea reacției, cum se arată în fig. 18.7, a.

Comutatorul fiind pe poziția 1, amplificatorul de putere a_2 nu are reacție, iar amplificatorul operațional 709 cu reacție, are amplificare unitară.

Cînd comutatorul este pe poziția 2, o reacție globală este aplicată amplificatorului de semnal mic (amplificatorul operațional 709) și amplificatorului de putere, astfel încît amplificarea globală este acum unitară.

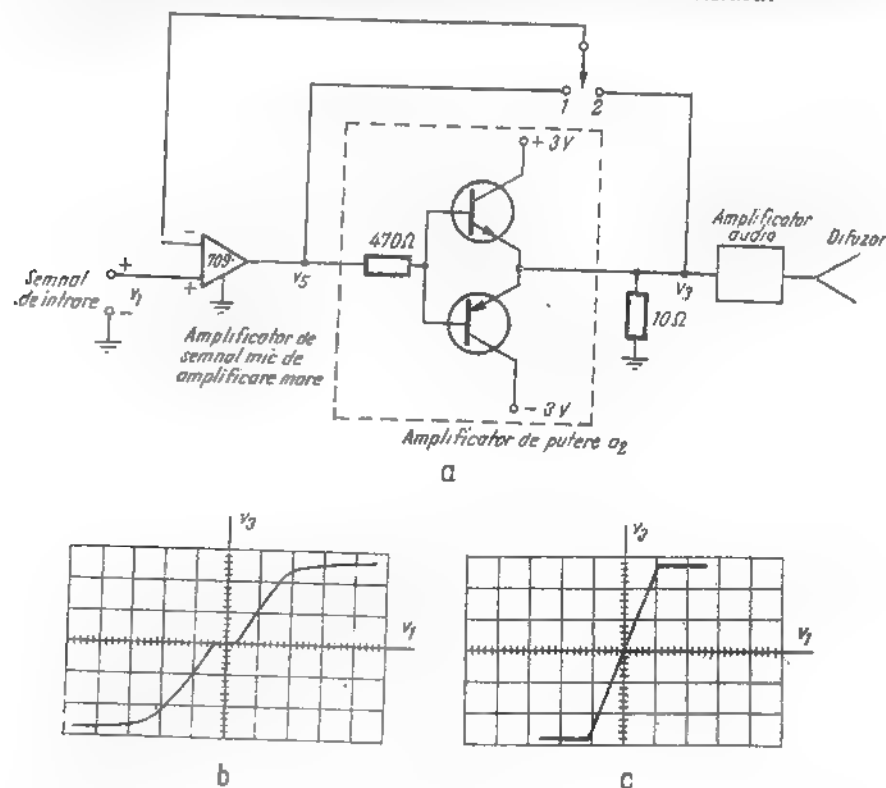


Fig. 18.7. Demonstrație asupra efectelor reacției asupra distorsiunilor din etajul de ieșire: a — schema electrică; b — curba de transfer a amplificatorului de putere fără reacție; c — curba de transfer cu reacție

Fig. 18.7, b prezintă o fotografie a oscilogramelor funcției de transfer fără reacție la etajul de ieșire, v_3 ca funcție de v_1 (sau de v_5). Apar neliniarități în jurul originii deoarece niciunul dintre tranzistoarele de la ieșire nu conduce dacă v_5 este mai mic de 0,4 V în amplitudine. Pentru valori mari ale lui v_3 , caracteristica de transfer se aplatisează, deoarece β scade la valori mari ale curenților și în final, deoarece tranzistorul se saturează. Funcția de transfer a circuitului cu reacție globală (comutatorul pe poziția 2) este arătată în fig. 18.7, c.

Este vizibilă îmbunătățirea liniarității.

În fig. 18.8 sînt prezentate oscilogramele formelor de undă ale intrării și ieșirii amplificatorului de putere, cu și fără reacție, presupunînd în ambele cazuri intrarea sinusoidală.

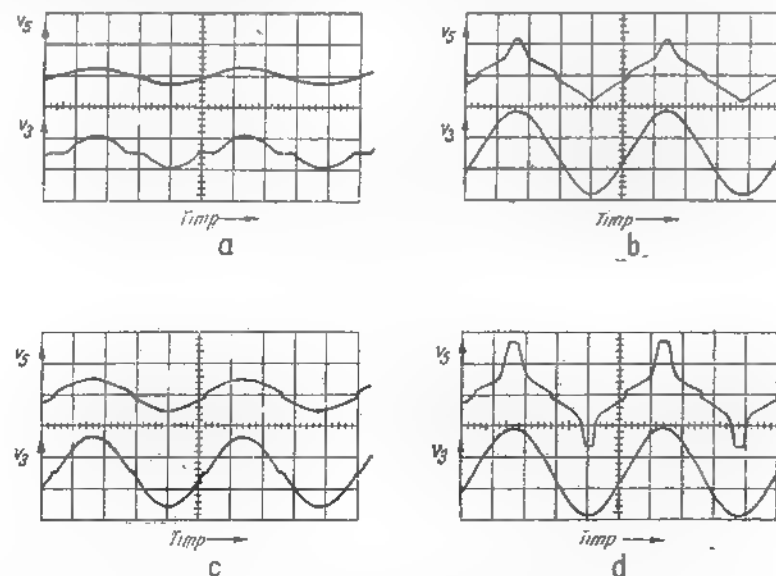


Fig. 18.8. Oscilograma arătînd efectul reacției asupra distorsiunilor etajului de ieșire: a — fără reacție; b — reacție medie; c — reacție puternică; d — aceeași reacție ca la (c) dar cu un semnal de intrare mai mare.

Distorsionarea semnalului de ieșire, atît de clară în fig. 18.8, a, aproape a dispărut în fig. 18.8 c. Pentru a produce acest semnal aproape sinusoidal la ieșire, a fost necesară o schimbare substanțială a tensiunii de intrare v_5 , așa cum se poate constata din figură. Deoarece *neliniaritatea amplificatorului a_2 este încă prezentă*, a fost necesar să se *predistorsioneze* forma de undă la intrarea lui a_2 , pentru a obține un semnal la ieșire aproape sinusoidal. Acest fapt are consecințe importante pentru proiectarea unui amplificator de semnal mic care comandă amplificatorul de putere: etajul de ieșire al amplificatorului de excitație trebuie proiectat în așa fel încît să manipuleze amplitudini de semnal mult mai mari decît cele normale pentru a permite această predistorsiune.

Se observă că în fig. 18.8, d amplificatorul de putere a fost condus la saturație. Amplificatorul de semnal mic încearcă să compenseze acest fapt, dar, în final, se saturează și el. (Pentru detalii asupra folosirii acestui circuit pentru o demonstrație experimentală de curs (v. § 18.8.2).

18.1.5. Rezumat

S-a văzut că atunci când se aplică reacția negativă, amplificatorul este desensibilizat, ceea ce înseamnă că se obține o amplificare mult mai constantă ca anterior, zgomotele sînt suprimate în anumite condiții, iar distorsiunile sînt reduse.

Se va arăta, de asemenea, că banda amplificatorului se lărgeste și impedanțele de intrare și ieșire sînt modificate.

Toate aceste avantaje sînt obținute cu un preț; amplificarea de tensiune se reduce direct proporțional cu desensibilizarea. Cu toate acestea, amplificarea de tensiune se obține de obicei cu ușurință și de aceea, este convenabil să se sacrifice amplificarea de tensiune în favoarea desensibilizării. Există considerente practice care susțin cele afirmate pînă în acest moment. În primul rînd, reacția stabilizează amplificarea și reduce distorsiunile, deoarece amplificarea depinde acum de proprietățile anumitor componente pasive ale rețelei și în mică măsură de parametrii componentelor active. Aceste componente pasive sînt mult mai „ideale” decît dispozitivele active cum ar fi tranzistoarele; ele sînt mult mai liniare și mai constante în valoare, față de schimbările de temperatură, umiditate, curenții la care se operează și alți factori similari.

În al doilea rînd, amplificarea de tensiune se obține cu ușurință, în timp ce capacitatea de manipulare a puterii este redusă. Etajele care nu au drept sarcină majoră manipularea puterii pot fi făcute să lucreze liniar și pot fi scoase de sub influența semnalelor parazite, cum ar fi zgomotul de rețea al sursei de alimentare, într-o mai mare măsură decît etajele de putere. De aceea este de dorit să se mărească amplificarea de tensiune adăugînd un etaj cu tranzistor de joasă putere, dacă o astfel de modificare va îmbunătăți proprietățile părții din circuit care controlează puterea.

18.2. CELE PATRU TOPOLOGII DE BAZĂ DE CIRCUITE CU REACȚIE

În paragrafele precedente au fost studiate proprietățile de bază ale amplificatoarelor cu reacție folosind scheme-bloc simple. În cele ce urmează se va face legătura între aceste scheme-bloc și circuitele reale cu tranzistoare și se vor dezvolta căile de identificare ale funcțiilor de transfer a și f prin examinarea circuitului. Este de dorit, să se introducă efectele capacitive pentru a discuta răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu reacție și de aceea, calculele care se vor face în continuare vor presupune că tensiunile și curenții sînt mărimi complexe, adică se plasează în domeniul frecvențelor.

Așadar se va presupune în continuare că toate amplificatoarele lucrează liniar. Referitor la amplificare (sau atenuare), procesele avînd la bază două

semnale, sînt reprezentate de schema-bloc a reacției (fig. 18.1, *a*). Acestea sînt *esantioane* ale tensiunii sau curențului de ieșire care aplică un semnal atenuatorului de precizie, iar *compararea* de la intrare, fie de tensiune, fie de curent, este folosită pentru a determina un semnal care se aplică amplificatorului de bază. Reiese că schema-bloc generală poate fi realizată cu circuite cu tranzistoare în patru forme distincte, indentificabile topologic. Acestea sînt prezentate în fig. 18.9, *a, b, c* și *d*. Cînd se iau în considerare circuite reale, rezultă a fi mult mai ușor să se facă diferențierea între aceste tipuri, folosind *topologia circuitului*, decît a se decide care sînt variabilele *esantionate* sau *comparate*. Așadar atenția cititorului va fi concentrată asupra conectării sursei de semnal, amplificatorului și rețelei de reacție pentru intrare și a sarcinii, amplificatorului și rețelei de reacție pentru ieșire.

În fig. 18.9, *a* și *b*, topologia circuitului este de tip *buc_lă*, adică, sursa de semnal, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție sînt conectate în *buc_lă*, de către comparator. Pe de altă parte, în fig. 18.9, *c* și *d*, topologia circuitului de intrare este de tip *nod*, deoarece sursa de semnal, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție sînt conectate împreună între *aceleiași noduri*. În funcție de alegere, se utilizează teorema Thévenin a sursei de tensiune echivalente, sau, respectiv, teorema Norton a sursei de curent echivalente. Folosirea acestor teoreme, deși neesențială, va ușura analiza ulterioară.

În mod similar, există două metode topologice distincte referitoare la *esantionarea* semnalului de la ieșirea amplificatorului. În fig. 18.9, *a* și *d*, topologia este de tip *buc_lă*, ceea ce înseamnă că sarcina amplificatorului de bază și rețeaua de reacție sînt conectate în *buc_lă*. În aceste cazuri rețeaua de reacție *esantionează* curențul de ieșire (sau sarcină). În fig. 18.9, *b* și *c* topologia este de tip *nod* deoarece sarcina, ieșirea amplificatorului și rețeaua de reacție sînt conectate între *aceleiași noduri*. În aceste cazuri rețeaua de reacție *esantionează* tensiunea de ieșire (sau sarcină). Este important că aceste identificări să fie realizate la începutul oricărei analize sau proiectări, deoarece caracteristicile de bază ale amplificatorului cu reacție, cum ar fi impedanțele de intrare și ieșire depind în mod critic de tipul comparației și/sau de tipul *esantionării* folosite.

Exemplele de amplificatoare cu tranzistoare care corespund fidel fiecăreia din cele patru configurații cuadripol din fig. 18.9, sînt prezentate în fig. 18.10. Odată identificate terminalele sursei, intrările amplificatorului de bază și ale rețelei de reacție¹⁾, se poate decide dacă compararea este de tip *buc_lă* sau *nod*. Similar, odată identificată sarcina și ieșirile amplificatorului de bază și ale rețelei de reacție, se poate decide dacă *esantionarea* este de tip *buc_lă* sau *nod*. Deși identificarea tipului de topologie este suficient de clară în fig. 18.10, numai fig. 18.10, *c*, prezintă o ușoară

¹⁾ În teoria prezentată aici se desemnează capătul dinspre sursă al rețelei de reacție ca intrare, iar cel dinspre sarcină ca ieșire, deși, de fapt, semnalul trece prin rețeaua de reacție de la dreapta către stînga (*Nd*).

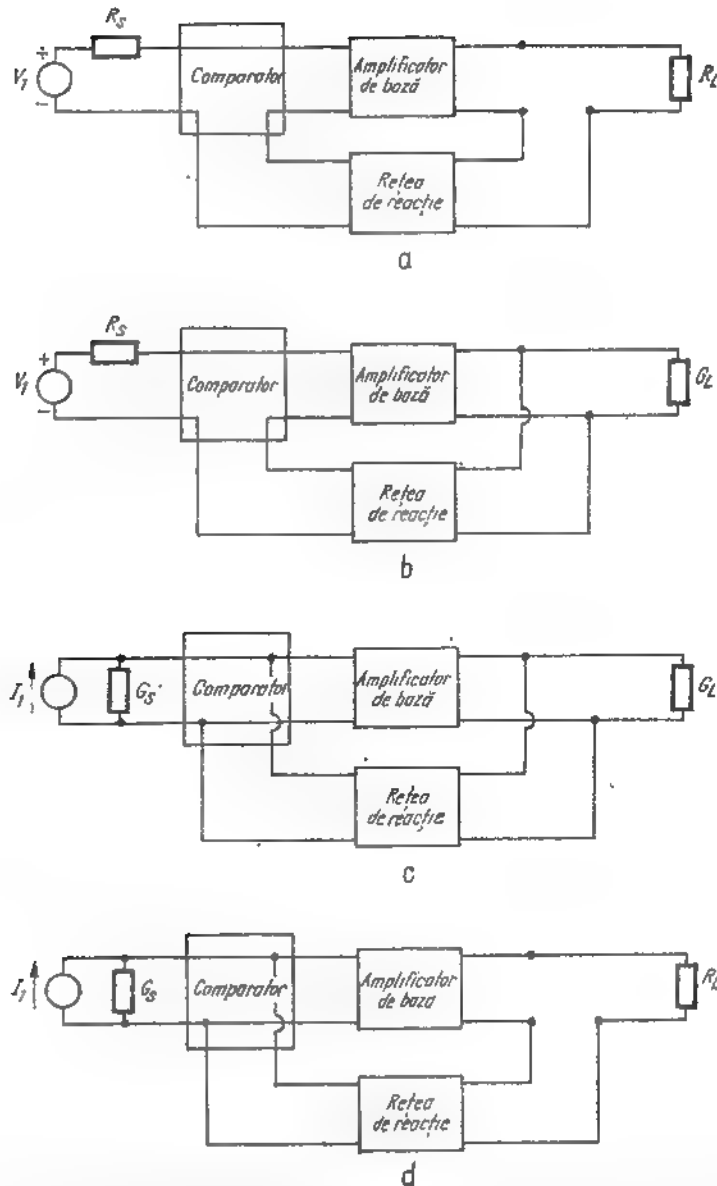


Fig. 18.9. Cele patru configurații de cuadripol pentru un amplificator cu reacție. Polaritățile arată direcțiile normale de referință pentru tensiunile terminalelor la capete. Aceste configurații sînt cîteodată menționate în literatură cu numele: serie-serie, serie-șunt, șunt-șunt, șunt-serie:

a - comparație pe buclă, eșantionare pe buclă, b - comparație pe buclă, eșantionare în nod; c - comparație în nod, eșantionare în nod, d - comparație în nod, eșantionare pe buclă.

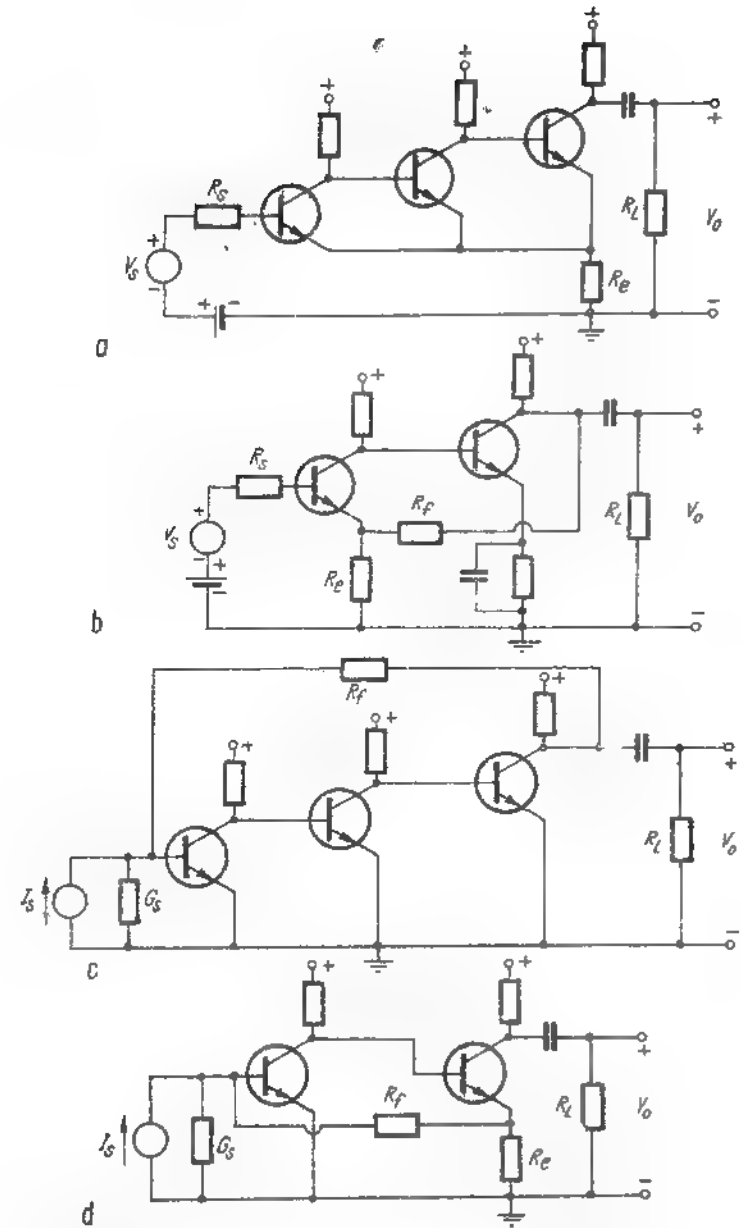


Fig. 18.10. Exemple de amplificatoare cu reacție cu tranzistoare care corespund îndeaproape configurațiilor de cuadripol din fig.18.9:

a - comparație pe buclă, eșantionare pe buclă; b - comparație pe buclă, eșantionare în nod; c - comparație în nod, eșantionare în nod; d - comparație în nod, eșantionare pe buclă.

ambiguitate față de reprezentarea similară din fig. 18.9. Totuși, după cum se va vedea ulterior, dacă se fac anumite presupuneri, circuitele din fig. 18.10 se reduc la cele corespunzătoare din fig. 18.9.

Deși discuția din acest capitol este limitată la cele patru configurații de bază, ale amplificatoarelor cu reacție, este important să se rețină că în practică pot fi folosite combinații de două sau mai multe configurații. Mai mult, adesea este de dorit să se folosească o configurație de reacție „încuibărită”, în care „amplificatorul de bază” însuși este compus din mai multe amplificatoare de bază și dintr-o rețea de reacție.

18.3. ANALIZA ȘI PROIECTAREA CIRCUITELOR PE BAZA COMPARĂRII ȘI EȘANTIONĂRII NODURILOR

Odată suprimat efectul încărcării amplificatorului de bază de către rețeaua de reacție (atenuatorul de precizie), este posibil să se facă o distincție clară între amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, așa cum s-a arătat în fig. 18.1, *a* și *b*. Totuși, în multe circuite de amplificatoare cu reacție, elementele pasive ale rețelei de reacție reprezintă impedanțe importante conectate în serie sau în paralel cu amplificatorul de bază. Așadar, nu mai este posibil să se considere amplificatorul de bază ca un „bloc” a cărui amplificare este complet independentă de elementele pasive ale rețelei de reacție. Desigur, se poate analiza orice circuit cu reacție prin aplicarea directă a teoremelor lui Kirchhoff pentru tensiuni și curenți, ignorând aspectele specifice introduse de reacție. Reacția este extrem de utilă, dar nu absolut esențială. Se recurge la astfel de metode de analiză directă pentru a verifica soluțiile aproximative, în anumite cazuri dificile. Este mai bine totuși să se identifice un circuit *a* și un circuit *f* ale căror funcții de transfer se pot utiliza în relația :

$$A = \frac{a}{1 + af} \quad (18.17)$$

O astfel de identificare poate fi realizată pe baza a trei presupuneri de bază referitoare la parametrii rețelei. Mai mult, este posibil să se identifice prin inspectare, acea parte a amplificatorului cu reacție care formează circuitul *a*. Acesta este punctul central de la care pornește analiza și proiectarea rapidă a circuitelor cu reacție.

18.3.1. Analiza cu ajutorul cuadripolilor

În continuare, se vor identifica funcțiile de transfer *a* și *f* pentru cele patru configurații simple de circuit reprezentate în fig. 18.9 sau 18.10 — și anume circuitul având comparare în nod și eșantionare în nod (fig. 18.9, *c*

sau 18.10 *c*). Se preferă să se facă identificarea pentru reprezentarea generală sub formă de cuadripol din fig. 18.9, *c*, mai degrabă decât utilizând un amplificator specific, cum ar fi cel din fig. 18.10, *c*. Se va adopta următoarea procedură :

1. Se evaluează amplificarea globală a rețelei generale din fig. 18.9, *c* punind rezultatul sub „forma reacției” (ecuația 18.17).

2. Se identifică din acest rezultat funcțiile de transfer *a* și *f*.

3. Se fac aproximații adecvate în așa fel încât *a* și *f* să capete interpretări simple în formă de circuit, deci pentru a putea determina *a* și *f* printr-o inspectare directă a circuitului, fără a dezvolta o analiză completă și laborioasă în fiecare caz.

Pentru a dezvolta o analiză generală, trebuie mai întâi să se decidă care din cele patru reprezentări în formă de cuadripol (*y*, *z*, *h*, *g*) a rețelelor liniare este cea mai adecvată pentru cuadripolul din fig. 18.9, *c*. Având comparare în nod, ar trebui selecționat modul de reprezentare în care sursa de semnal și elementele de intrare sînt conectate împreună la o pe-

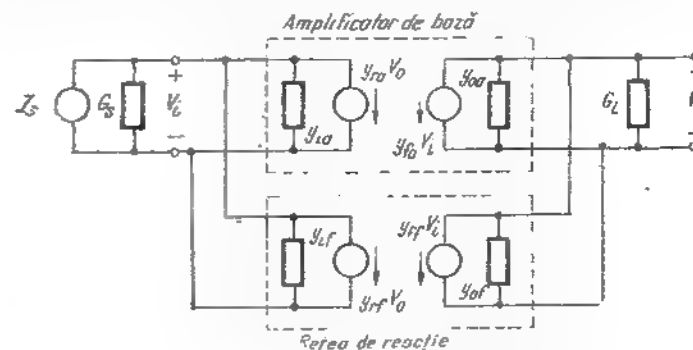


Fig. 18.11. Reprezentarea unui amplificator cu reacție cu eșantionare și comparare în nod, prin parametrii *y*

reche comună de noduri. În mod similar, avînd eșantionare în nod, trebuie folosită reprezentarea în formă de cuadripol în care ieșirile și sarcina sînt conectate la aceeași pereche de noduri. Descrierea în forma parametrilor *y*, implicînd folosirea admitanțelor de scurtcircuit *y_i*, *y_o*, *y_i* și *y_o*, întrunește aceste condiții. Pe această bază amplificatorul cu reacție „nod-nod” (fig. 18.9, *c* sau 18.10, *c*) poate fi privit ca o conectare în paralel a doi cuadripoli, ca în fig. 18.11. S-a adăugat al doilea indice parametrilor *y*, cu scopul de a face distincția între parametrii amplificatorului *a* și parametrii rețelei de reacție *f*.

Analiza circuitului din fig. 18.11 este simplă. Ecuatiile în noduri sînt :

$$I_s = (G_s + y_{ia} + y_{if}) V_i + (y_{ra} + y_{rf}) V_o; \quad (18.18a)$$

$$0 = (y_{ia} + y_{if}) V_i + (G_L + y_{oa} + y_{of}) V_o. \quad (18.18b)$$

Pentru simplificare, se vor defini două admitanțe :

$$Y_i = G_s + y_{ia} + y_{if} \quad (18.19)$$

și

$$Y_o = G_L + y_{oa} + y_{of}. \quad (18.20)$$

Rezolvînd pentru a determina V_o și substituind ecuațiile (18.19) și (18.20) în relațiile (18.18) se obține :

$$\frac{V_o}{I_s} = \frac{-(y_{ia} + y_{if})}{Y_i Y_o - (y_{ia} + y_{if})(y_{ra} + y_{rf})}. \quad (18.21)$$

Această ecuație poate fi pusă în „forma reacției” (ecuația 18.17), în moduri diferite, dar rezultatul cel mai folositor pentru scopul urmărit se obține împărțind numărătorul și numitorul relației 18.21 prin produsul $Y_i Y_o$:

$$\frac{V_o}{I_s} = \frac{\frac{-(y_{ia} + y_{if})}{Y_i Y_o}}{1 + \frac{-(y_{ia} + y_{if})}{Y_i Y_o} (y_{ra} + y_{rf})}. \quad (18.22)$$

Această relație capătă forma (18.17), dacă se fac următoarele identifi-cări :

$$a = -\frac{y_{ia} + y_{if}}{Y_i Y_o} \quad (18.23)$$

și

$$f = y_{ra} + y_{rf}. \quad (18.24)$$

Se pot obține interpretări concrete pentru a și f , numai dacă se fac trei aproximații rezonabile pentru cazurile practice. Mai întii, trebuie pre-supus că întreaga amplificare este realizată de către amplificatorul de bază și nu de către rețeaua de reacție. Această presupunere este justificată, de-oarece amplificatorul este proiectat să aibă o amplificare substanțială în timp ce rețeaua de reacție este un atenuator pasiv. Referitor la parametrii y , aceasta implică relația :

$$y_{ia} \gg |y_{if}|. \quad (18.25)$$

În al doilea rînd trebuie presupus că cea mai mare parte a semnalului aplicat de la ieșire către intrare trece prin rețeaua de reacție și nu înapoi, prin amplificatorul de bază. În funcție de parametrii y , acest fapt implică următoarea condiție pentru parametrii de transfer invers y_{ra} și y_{rf} :

$$|y_{ra}| \ll |y_{rf}|. \quad (18.26)$$

A treia condiție, necesară în paragraful următor, este ca amplificatorul de bază să fie suficient de unilateral, astfel încît schimbările admitanței sale de sarcină, să nu afecteze în mod sensibil admitanța de intrare (aceeași condiție cerută în § 17.14 la amplificatoarele acordate). Așadar în termenii parametrilor y ,

$$|y_{ia} y_{ra}| \ll |Y_i Y_o|. \quad (18.27)$$

Cînd se aplică restricțiile din ecuațiile (18.25) și (18.26) în ecuațiile (18.22) (18.23) și (18.24) se obține :

$$\frac{V_o}{I_s} = A \approx \frac{\frac{y_{ia}}{Y_i Y_o}}{1 + \left(\frac{-y_{ia}}{Y_i Y_o} \right) y_{rf}}. \quad (18.28)$$

În consecință, comparînd cu ecuația 18.17 :

$$a \approx \frac{-y_{ia}}{Y_i Y_o} = \frac{-y_{ia}}{(G_s + y_{ia} + y_{if})(G_L + y_{oa} + y_{of})}; \quad (18.29)$$

$$f \approx y_{rf} \quad (18.30)$$

Se observă că, deși anumiți parametri ai rețelei de reacție, y_{if} și y_{of} , sînt prezenți în funcția de transfer a , funcția de tranfer f depinde numai de

parametrii atenuatorului pasiv. Din § 18.1 reiese clar că pentru o funcționare corectă a amplificatorului cu reacție, circuitul f trebuie să aibă această proprietate.

18.3.2. Reprezentările sub formă de circuit pentru a și f

Pentru a evita calcularea parametrilor y pentru fiecare din circuitele luate în considerare, este necesar să se găsească interpretări simple pentru funcțiile de transfer a și f specificate prin ecuațiile (18.29) și (18.30). Se observă că circuitul reprezentat în fig. 18.21, b are o funcție de transfer egală cu :

$$\frac{V_o'}{I_s} = - \frac{y_{ia}}{Y_i Y_o - y_{ia} y_{ra}} \quad (18.31)$$

(aceasta se determină fie prin calcul direct, fie prin egalarea cu zero a mărimilor y_{if} și y_{ri} în ecuațiile 18.18 și 18.21). Așadar, amplificatorul este suficient de unilateral, astfel încât termenul $y_{ia} y_{ra}$ de la numitor poate fi neglijat, adică este satisfăcută ecuația 18.27. Se reamintește, din cadrul discuției de la amplificatoarele acordate, că produsul $y_{ia} y_{ra}$ este, de obicei, mai mic pentru un număr oarecare de etaje în cascadă, decît pentru oricare etaj individual.

Comparînd circuitul din fig. 18.12, b cu circuitul amplificatorului cu reacție complet, redesenat în fig. 18.12, a , se pot deduce reguli simple de formare a circuitului a pentru orice amplificator cu reacție care prezintă comparare și eșantioanare în nod.

1. Se identifică diferitele părți componente ale amplificatorului cu reacție : sursa de semnal, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, după cum s-a discutat în § 18.2.

2. Se formează circuitul a completînd amplificatorul de bază cu elementele y_{ii} și G_L la intrare și y_{oi} și G_L la ieșire. Aceasta înseamnă că toate efectele de încărcare ale sursei, rețelei de reacție și sarcinii sînt asociate cu circuitul a .

Această completare a amplificatorului de bază poate fi realizată fără calculul parametrilor y și de fapt, fără nici un calcul. În mod concret, încărcarea nodului de intrare a circuitului a , produsă de sursă, de amplificatorul de bază și de rețeaua de reacție reprezintă ceea ce rămîne după punerea la masă a nodului de ieșire a amplificatorului de bază pentru a anula reacția. Similar, încărcarea nodului de ieșire al circuitului a , produsă de sarcină, amplificatorul de bază și de rețeaua de reacție, reprezintă ceea ce rămîne după punerea la masă a nodului de intrare al amplificatorului complet cu reacție, pentru a anula reacția.

O proprietate importantă a acestei formulări pentru reacție, este faptul că circuitul a conține amplificatorul de bază fără modificări. Așadar,

formularea circuitului a se reduce la adăugarea, la amplificatorul de bază existent, a anumitor admitanțe, în mod normal asociate cu rețeaua de reacție. Această proprietate este prezentată în fig. 18.13, a .

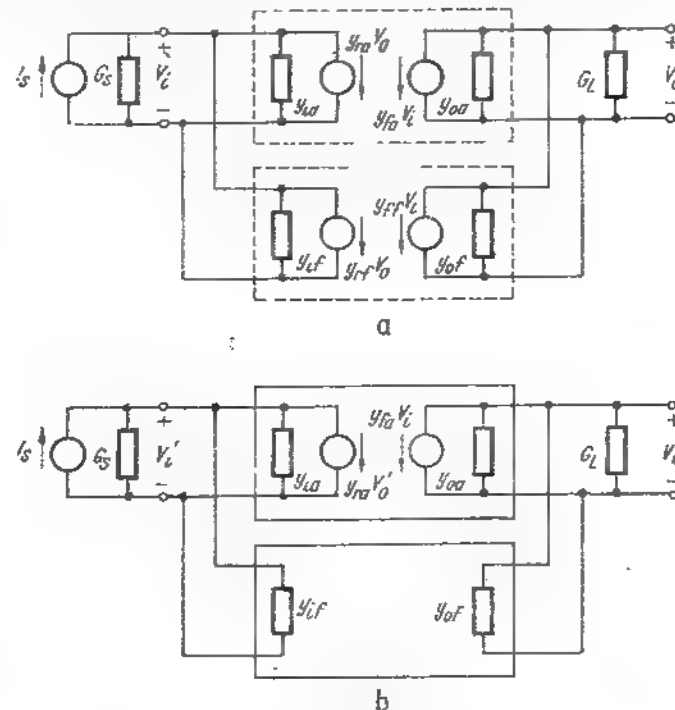


Fig. 18.12 Formarea circuitului a prin parametri y :

a — amplificatorul cu reacție complet reprezentat prin parametri y ; b — circuitul a corespunzător

$$a = \frac{V_o'}{I_s} \approx \left(\frac{1}{y_{ii} + y_{if} + G_s} \right) (-y_{ia}) \left(\frac{1}{y_{oi} + y_{of} + G_L} \right)$$

Reiese a fi imposibil să se obțină o interpretare simplă pentru funcția f similară cu cea dedusă pentru a . Problema este că, pe baza presupunerilor simplificatoare de la pag. 137, funcția de transfer (ec. 18.30) este prin definiție y_{ri} , admitanța de transfer invers a rețelei de reacție.

Deoarece efectele lui y_{ii} și y_{oi} au fost luate în considerare prin includerea lor în circuitul a , circuitul f rezultă a fi o pură transadmitanță, cu admitanțe de intrare și ieșire egale cu zero. Este clar că nu există nici un element de rețea care să formeze o reacție cu astfel de proprietăți. Deci trebuie să ne mulțumim să calculăm y_{ri} pentru rețeaua de reacție și să reprezen-

tăm circuitul f ca sursă controlată $y_r V_o'$ ca în fig. 18.13, b . Parametrul y_r se calculează conform regulilor standard de calcul ale parametrilor y : se scurtcircuitază intrarea rețelei de reacție, se aplică o sursă de tensiune la ieșire V_o' și se calculează curentul I_r care intră în intrarea scurtcircuitată, după cum este ilustrat în fig. 18.13, b .

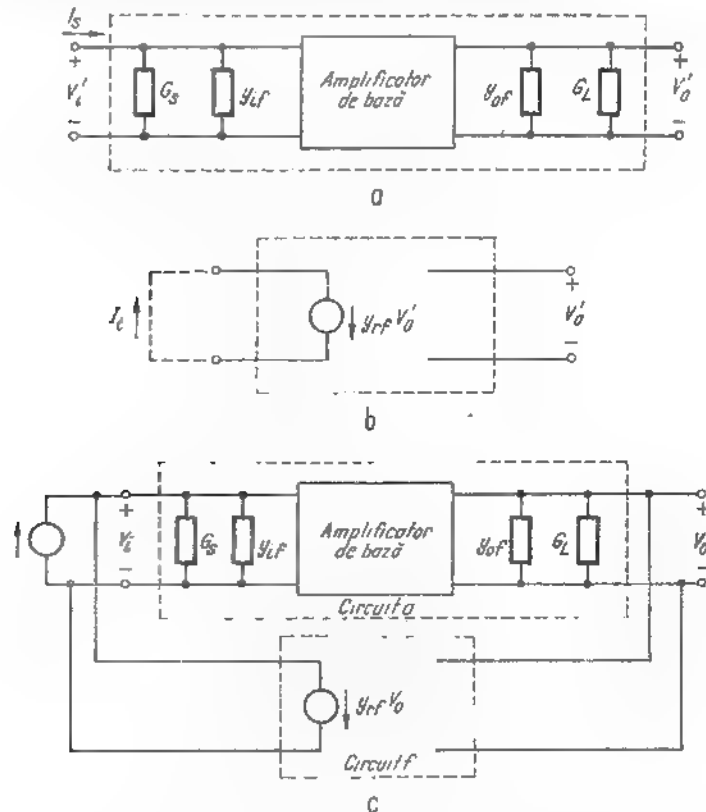


Fig. 18.13. Formarea circuitelor a și f :

a - circuitul a ; $a = V_o' / I_r$; b - circuitul f ; $f = I_r / V_o'$; c - amplificatorul complet cu reacție.

Circuitele a și f din fig. 18.13, a și b au fost reconectate în fig. 18.13, c pentru a reface amplificatorul cu reacție complet. Se observă că datorită felului în care a fost definit circuitul f , el nu încarcă circuitul a în nici un fel și nici funcția de transfer a circuitului f nu este afectată de efectele de încărcare a circuitului a . Deci, formind circuitele a și f în maniera par-

ticulară prezentată mai sus, de fapt s-a transformat circuitul general al amplificatorului cu reacție nod-nod, într-o formă care poate fi din nou descrisă prin schemele-bloc originale din fig. 18.1.

18.3.3. Exemlu de proiectare

Se vor aplica, acum, rezultatele acestor unu circuit cu reacție particular arătat în fig. 18.14, a (în esență o repetare a fig. 18.10). Circuitul echivalent de semnal mic la frecvențe medii este reprezentat în fig. 18.14, b). Se observă că, în concordanță cu cerințele topologiei în nod, sursa de semnal a fost transfigurată prin teorema Northon.

Se va urmări procedura schițată în § 18.3.2 pentru a determina circuitul a , incluzând în acest circuit rezistența sursei, sarcina G_L și amplificatorul cu tranzistoare, (fig. 18.14, c). Efectul de încărcare al rețelei cu reacție la intrarea circuitului a , se găsește scurtcircuitând nodul de ieșire la masă, (în fig. 18.14, b); în acest fel se vede conductanța G_f din nod către masă.

Într-o manieră similară, se găsește încărcarea de la ieșire scurtcircuitând nodul de intrare la masă (fig. 18.14, b) deci apare conductanța adițională G_f în paralel cu ieșirea circuitului a . Amplificarea la semnal mic a circuitului a :

$$a = \frac{V_o'}{I_r}$$

poate fi acum calculată prin inspecție.

Funcția de transfer se calculează prin scurtcircuitarea nodului de intrare la masă (fig. 18.14, b) și prin aplicarea unei surse de tensiune V_o' la nodul de ieșire, așa cum se arată în fig. 18.14, d . Pentru acest circuit:

$$f = \frac{I_r}{V_o'} = -G_f. \quad (18.32)$$

Circuitul f obținut, este reprezentat în fig. 18.14, e . Aceste rezultate pot fi verificate cu ușurință prin calcul direct (v. problema 18.2).

În continuare, se va lua în considerație proiectarea unui amplificator cu reacție de tipul celui reprezentat în fig. 18.14, a , avînd o amplificarea de tensiune cu buclă închisă V_o/V_s de -100 și o desensibilizare, a schimbărilor parametrilor amplificatorului de bază de aproximativ 70. Se consideră $R_s = 50 \Omega$. Mai întâi, trebuie traduse aceste specificații în termenii ceruți de A , f și a . Pentru acest tip de reacție A nu este amplificarea de tensiune, ci transimpedanța:

$$A = \frac{V_o}{I_s} = \frac{a}{1 + af}, \quad (18.33)$$

Deci

$$A = \frac{V_o}{V_s G_s} = -100 \times 50 = -5000 \Omega.$$

Din ecuația 18.7, desensibilizarea este $1 + af$, cu valoarea 70. Deci, din ecuația (18.33), amplificarea amplificatorului de bază, adică transimpedanța este:

$$a = \frac{V_o'}{I_s} = A (1 + af) \approx (-5000) (70) = -350 \text{ k}\Omega.$$

Aceasta corespunde unei amplificări de tensiune a amplificatorului a de:

$$\frac{V'_o}{V_g} = \frac{V'_o}{I_g R_g} = \frac{-350 \text{ k}\Omega}{0,05 \text{ k}\Omega} = -7000.$$

Altă alternativă de calcul ar fi:

$$\frac{V'_o}{V_g} = \frac{V_o}{V_g} (1 + af) = (-100)(70) = -7000.$$

De asemenea, din ecuația (18.33), deoarece a este mare, funcția de transfer a rețelei de reacție trebuie să fie:

$$f \approx \frac{1}{A} = \frac{1}{-5000 \Omega} = 0,2 \text{ mS}$$

sau mai exact,

$$f = \frac{70 - 1}{-350 \text{ k}\Omega} = 0,197 \text{ mS}.$$

Având toți parametrii amplificatorului de bază definiți, se poate trece la proiectarea de detaliu.

În acest exemplu, valoarea lui G_f este determinată de f (v. ecuația 18.32):

$$G_f = -f = 0,2 \text{ mS}.$$

Parametrii amplificatorului de bază pot fi aleși pe baza circuitului echivalent de semnal mic al circuitului a (Fig. 18.14, c). Amplificarea unui astfel de circuit a fost calculată în § 16.1.1 (v. ec. 16.2), cu excepția modificărilor minore introduse în acest caz de apariția lui G_f în paralel cu G_s la intrare și cu G_L la ieșire. Proiectarea acestui amplificator, pentru o amplificare impusă a fost discutată în § 16.12 astfel încât nu va mai fi repetată aici. De fapt, proiectarea celor trei etaje, schițată în acel paragraf, urmărește îndeaproape condițiile prezentate.

Folosind ecuația 16.2 (modificată pentru a include efectul lui G_f), valorile parametrilor din tabelul 16.1 (v. pag. 53 și valorile rezistențelor $R_{L1} = 500 \Omega$, $R_{L2} = 200 \Omega$, $R_L = 100 \Omega$, $R_{L3} \gg R_L$, $G_f = 0,2 \text{ mS}$, se obține:

$$a = \frac{V'_o}{I} = -354 \text{ k}\Omega.$$

(v. problema P.18.3). Aceasta completează proiectarea la frecvențe medii ¹⁾.

¹⁾ Deși calculele de mai sus sînt corecte, atît de departe cît merg, se va vedea în cap. 19 că dacă se folosesc trei tranzistoare identice, amplificatorul cu reacție proiectat aici este instabil. Deci, funcția de transfer prezintă poli în semiplanul drept, deci moduri de creștere naturală, exponențială. (NA)

Pentru a verifica această proiectare, se calculează desensibilizarea și amplificarea globală care se realizează cînd rezistența de $5 \text{ k}\Omega$ este conectată de la ieșirea către intrarea amplificatorului de bază, cum se arată în fig. 18.14, a. De sensibilizarea este:

$$1 + af = 1 + (-354)(-0,2) = 71,8,$$

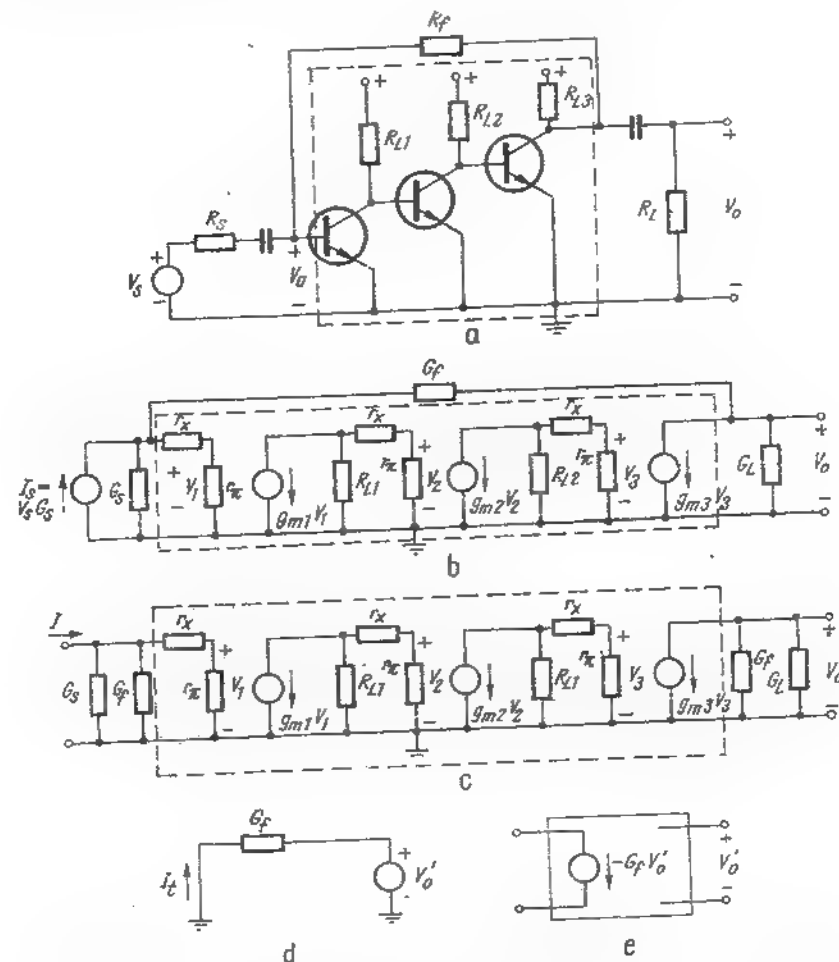


Fig. 18.14. Amplificator cu reacție cu comparare în nod și eșantionare în nod. Zona hașurată indică amplificatorul de bază:
 a - schema de principiu, b - circuitul echivalent la frecvențe medii presupunând $R_3 \gg R_L$; c - circuitul a;
 d - circuitul pentru calculul lui f ; e - circuitul f .

iar amplificarea globală cu reacție :

$$A = \frac{-354}{71,8} = -4,92 \text{ k}\Omega$$

Se observă că, deoarece s-a folosit comparare și eșantionare în nod, funcția de transfer care se stabilizează prin reacție este transimpedanța V_o/I_S și nu amplificarea de tensiune V_o/V_S . Dacă R_S este un parametru stabil, amplificarea de tensiune este stabilizată deoarece :

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{R_S I_S} = \frac{A}{R_S}. \quad (18.34)$$

În acest exemplu, amplificarea de tensiune este :

$$\frac{V_o}{V_S} = AG_S = (-4,94)(20) = -99$$

Ecuatia (18.34) se combină cu relația :

$$A \approx \frac{1}{f} = -R_f, \quad (18.35)$$

și scoate la iveală un punct de vedere, adesea foarte folositor pentru calcularea amplificării globale de tensiune. Se observă din ecuațiile (18.34) și (18.35) că aceasta este exprimată de raportul a două rezistențe :

$$\frac{V_o}{V_S} \approx -\frac{R_f}{R_s}. \quad (18.36)$$

Valabilitatea acestei relații simple poate fi văzută din fig. 18.14, a. Datorită faptului că amplificatorul de bază cu trei etaje are o amplificare de tensiune foarte mare, tensiunea V_a de pe baza primului tranzistor trebuie să fie foarte mică : de ordinul fracțiunilor de milivolt dacă V_o este de ordinul citorva volți. Dacă amplificatorul are o reacție substanțială, V_a va fi de asemenea mult mai mică decât V_S . Așadar, într-o primă aproximație se presupune :

$$V_a \approx 0. \quad (18.37)$$

Deci,

$$I_{B1} \approx 0. \quad (18.38)$$

Tensiunea V_o trebuie să se autoregleze pentru a satisface aceste condiții. Din ecuația (18.37), căderea de tensiune pe rezistența R_S trebuie să fie V_S , iar căderea de tensiune pe rezistența R_f trebuie să fie V_o . De asemenea, deoarece $I_{B1} \approx 0$ curenții prin aceste două rezistențe trebuie să fie egali și de sensuri contrare :

$$\frac{V_S}{R_S} = -\frac{V_o}{R_f}. \quad (18.39)$$

Ecuatia este echivalentă cu ecuația (18.36). Această tratare simplificată este utilă în mod special pentru abordarea amplificatoarelor operaționale (v. fig. 16.16), deoarece aceste amplificatoare au adesea amplificări de tensiune de 10^3 și 10^4 . În plus, adesea, ele au impedanță de ieșire suficient de mică astfel încât efectul de încărcare produs de rețeaua de reacție să poată fi neglijat (v. problemele P.18.22 și P.18.25).

18.3.4. Transmisia pe buclă

Din paragraful precedent reiese clar că un parametru important în calculul amplificatoarelor cu reacție este desensibilizarea $1 + af$, care poate fi adesea aproximată prin af pentru desensibilizare mare. Din punct de vedere algebric, ultima expresie poate fi exprimată în funcție de parametrii y prin produsul ecuațiilor (18.29) și (18.30) :

$$af = \frac{V_o'}{I_S V_o'} = \frac{I_o'}{I_S} = \frac{-y_{1o}}{(y_{1a} + y_{1i} + G_S)(y_{oa} + y_{of} + G_L)} y_{of} \quad (18.40)$$

Dar, din aceleași motive, este folositor să existe o interpretare de circuit a acestui produs, în plus față de circuitele existente pentru a și f . Deoarece circuitul f nu încarcă circuitul a , așa cum s-a arătat mai sus, este posibil să se pună în cascadă circuitele a și f pentru a obține o nouă rețea a cărei funcție de transfer este produsul funcțiilor de transfer individuale ca în ecuația (18.40). O astfel de conectare în cascadă este arătată în fig. 18.15, a. Așadar, funcția de transfer af , adesea numită *transmisia pe buclă*, este amplificarea de curent I_o/I_S , măsurată în condiția anulării reacției, prin deconectarea circuitului f de la intrarea amplificatorului și scurt-circuitând terminalele, acum libere, ale circuitului f . Pentru a demonstra că nu este necesară aproape nici o modificare a circuitului pentru a face aceste calcule, s-a redesenat circuitul din fig. 18.15, a în fig. 18.15, b, readucând parametrii y ai circuitului f la condiția originală. Se desprinde concluzia importantă că funcția de transfer I_o/I_S este aceeași pentru ambele circuite. Așadar, pentru a calcula funcția de transfer pe buclă a unui circuit de tip nod-nod, se folosește următorul procedeu :

1. Se deconectează circuitul de reacție de la nodul de intrare al amplificatorului.

2. Se adaugă o admitanță y_i la intrarea amplificatorului.

3. Se scurtcircuitază terminalele de intrare ale rețelei de reacție și se calculează curentul care se scurge prin acest scurtcircuit ca răspuns la curentul de la intrarea amplificatorului I_S . Așa cum s-a arătat, atunci când transmisia pe buclă este pozitivă, sau cu alte cuvinte, când fazului a este zero, reacția este prin definiție, reacție negativă.

Pentru a ilustra această metodă de determinare a transmisiei pe buclă se va calcula af pentru amplificatorul cu reacție proiectat în § 18.3.3. Plecând de la circuitul echivalent la semnal mic pentru amplificatorul

complet, fig. 18.14, b, se construiește circuitul pentru calcularea lui af (fig. 18.16), în următoarele trepte:

1. Se deconectează conductanța de reacție G_r de la intrarea amplificatorului și se pune această rezistență la masă.

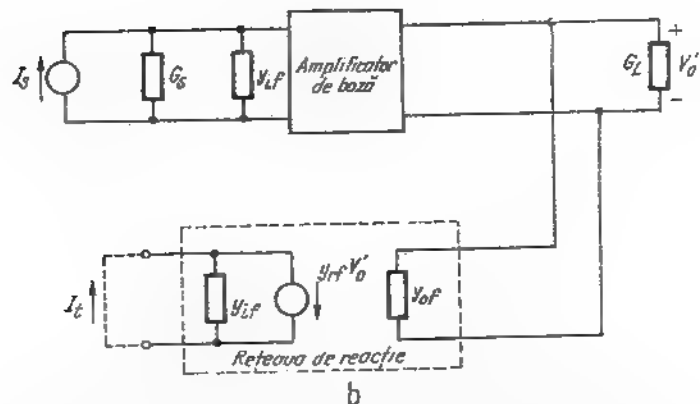
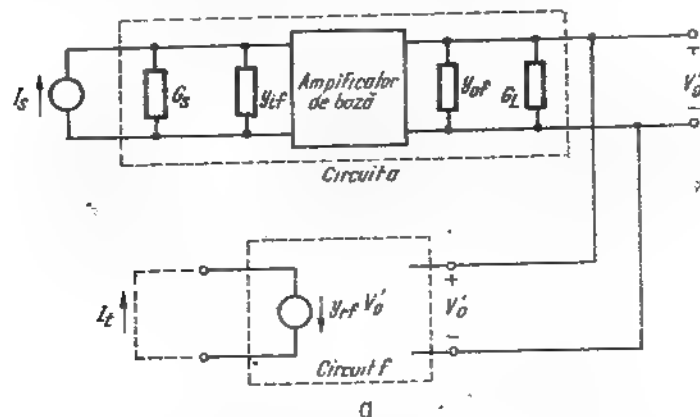


Fig. 18.15. Circuite pentru calcularea transmisiei pe buclă, a produsului af :

a - calculul în funcție de circuitele a și f; b - calculul în funcție de circuitul inițial din fig. 18.12. a

2. Se adaugă o conductanță G_r în paralel cu intrarea amplificatorului. Calculul lui I_t/I_s va fi identic cu produsul între a și f obținuți separat în § 18.3.3 (v. problema P. 18.4).

18.3.5. Admitanțele de intrare și ieșire

În afară de aspectele desensibilizării discutate în § 18.1, reacția este adesea folosită pentru a modifica impedanța de intrare sau ieșire existentă, a amplificatorului de bază. Reiese că efectul reacției asupra impedanței de intrare este determinat de tipul comparării folosite, iar efectul reacției asupra impedanței de ieșire este determinată de tipul eșantionării.

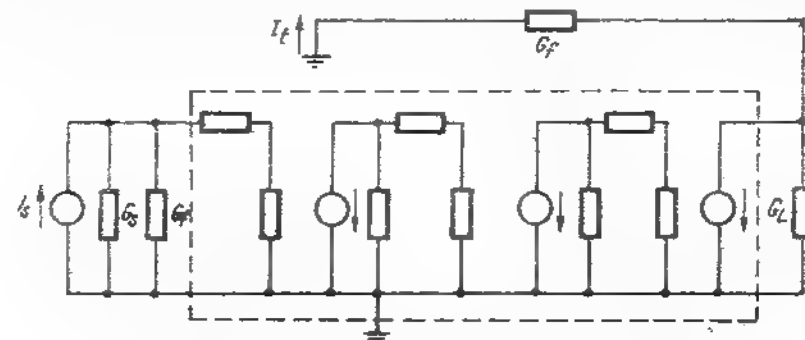


Fig. 18.16. Calculul lui af pentru circuitul din fig. 18.14.

Cea mai ușoară modalitate de a calcula admitanța de intrare cu comparare în nod este aceea de a aplica o tensiune de test V_t la intrarea amplificatorului, și să se calculeze curentul rezultat I_t . Fig. 18.17 reprezintă

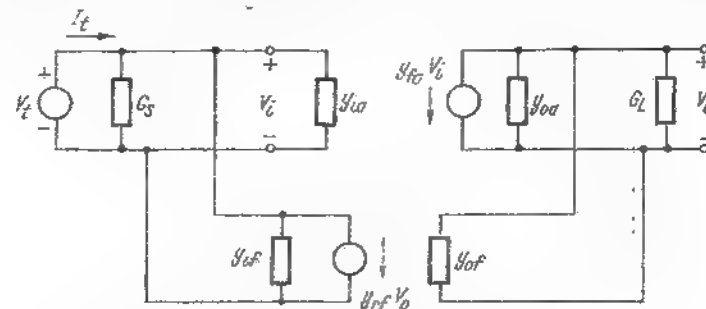


Fig. 18.17. Calculul admitanței de intrare.

un circuit cu parametri y , adecvat calculului. Se observă că, în concordanță cu presupunerile anterioare, s-a neglijat y_{ra} și y_{ii} . Pe baza acestor neglijări, curentul I_t este:

$$I_t = V_t (G_s + y_{ia} + y_{ii}) + y_{ri} V_o \quad (18.41)$$

Dar deoarece s-a neglijat y_{rf} :

$$V_o = \frac{-y_{fo} V_i}{G_L + y_{oa} + y_{of}} \quad (18.42)$$

Din ecuațiile (18.41) și (18.42) se determină curentul total de intrare I_i :

$$I_i = V_i \left(G_s + y_{ia} + y_{if} - \frac{y_{rf} y_{fo}}{G_L + y_{oa} + y_{of}} \right) \quad (18.43)$$

Așadar, admitanța de intrare a amplificatorului complet cu reacție este, din ecuațiile (18.43) și (18.40):

$$\frac{I_i}{V_i} = Y_{in} = (G_s + y_{if} + y_{ia})(1 + af) \quad (18.44)$$

Deci, admitanța de intrare este crescută de la valoarea pe care ar avea-o „fără reacție” (în sensul $y_{rf} = 0$) prin același factor $1 + af$ care reduce amplificarea.

Desigur, admitanța de intrare a sistemului amplificator este definită ca valoarea pe care o „vede” sursa, iar G_s este o parte componentă a sursei.

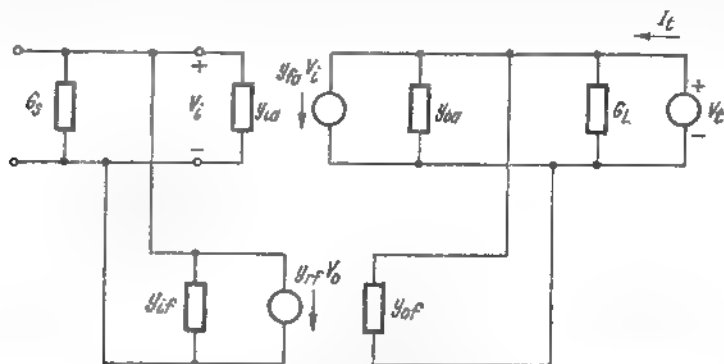


Fig. 18.18. Calculul admitanței de ieșire.

Astfel, ar trebui să se pună $G_s = 0$ în fig. 18.17 și ecuația (18.44) pentru a găsi valoarea adevărată a lui Y_{in} pentru sistemul amplificator individual. Dar se observă că G_s apare de două ori în ecuația (18.44), direct în primul factor și mascat în af , în factorul al doilea. Deci pentru a obține un răspuns corect prin această metodă, transmisia pe buclă trebuie recalculată pentru $G_s = 0$.

O cale mai simplă pentru a găsi admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție individual, este de a extrage G_s din rezultatul dat prin ecuația 18.44.

Desigur, oricare metodă duce la același rezultat.

Pentru a calcula admitanța de ieșire, se aplică o tensiune V_i la terminalele de ieșire ca în fig. 18.18 și se determină curentul I_i rezultat la aceste terminale (v. problema P18.5). Rezultatul este:

$$I_i = V_i \left(y_{of} + y_{oa} + G_L - \frac{y_{rf} y_{fo}}{G_s + y_{ia} + y_{if}} \right) \quad (18.45)$$

și deci din ecuațiile (18.45), (18.29) și (18.30) admitanța de ieșire a amplificatorului complet este:

$$\frac{I_i}{V_i} = Y_{ies} = (G_L + y_{oa} + y_{of})(1 + af) \quad (18.46)$$

Deci și admitanța de ieșire este crescută de la valoarea „fără reacție” (în sensul $y_{rf} = 0$), prin același factor $1 + af$ care reduce amplificarea. Admitanța de ieșire este definită în mod normal fără a se include G_L . Deci, G_L ar trebui să fie ori egală cu zero în ecuația (18.46) (și din nou, această operație trebuie efectuată și în af la fel ca în primul factor), ori scăzută din Y_{ies} , dat de ecuația (18.46).

Pentru a ilustra aceste aspecte, se va calcula impedanța de intrare și ieșire a amplificatorului proiectat în §18.3.3. Admitanța de intrare a circuitului a luat singur este, din fig. 18.14, c,

$$Y_{in a} = G_s + G_i + \frac{1}{r_a + r_n}$$

care, în această proiectare este, din § 18.3.3 și tabelul 16.1:

$$Y_{in a} = 20 + 0,2 + \frac{1}{2,5 + 0,2} = 20,58 \text{ mS.}$$

Astfel, admitanța de intrare cu reacție este modificată în concordanță cu ecuația (18.44):

$$Y_{in} = Y_{in a} (1 + af) = (20,58)(71,8) = 1480 \text{ mS}$$

sau

$$R_{in} = 0,675 \Omega.$$

Această valoare a admitanței de intrare include și efectul lui G_s . Totuși, efectul de șuntare al lui G_s este foarte mic pentru acest exemplu. Admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție considerat individual este :

$$Y = Y_{ia} - G_s = 1460 \text{ mS}$$

sau

$$R = 0,685 \Omega$$

(v. problema P18.6).

Admitanța de ieșire a circuitului a individual este (fig. 18.14, c) :

$$Y_{ies} = G_f + G_L = (0,2 + 10) = 10,2 \text{ mS.}$$

Deci, cu reacție, admitanța de ieșire este crescută conform ecuației (18.46) la :

$$Y_{ies} = Y_{ies} (1 + af) = (10,2)(71,8) = 733 \text{ mS}$$

sau

$$R_{ies} = 1,36 \Omega.$$

Admitanța de ieșire a amplificatorului considerat fără sarcina G_L este :

$$Y = Y_{ies} - G_L = 733 - 10 = 723 \text{ mS}$$

sau

$$R = 1,38 \Omega.$$

18.3.6. Rezumat

Înainte de a se discuta celelalte trei tipuri de bază ale reacției, se vor rezuma câteva aspecte importante, referitoare la aplicarea reacției la amplificatoare. În primul rând, nu este posibil, în general, să se împartă un amplificator cu reacție cu tranzistoare în două blocuri *independente*, cu funcții de transfer independente, așa cum s-a procedat în exemplul idealizat în § 18.1 (de ex. v. fig. 18.1). Totuși, s-a arătat că se poate determina prin simplă inspecție un circuit a și un circuit f care au multe din proprietățile necesare pentru reprezentările din fig. 18.1. Circuitul a și f

sînt, prin definiție acele circuite a căror funcție de transfer apare în expresia de bază a reacției :

$$A = \frac{a}{1 + af}$$

Circuitul a conține partea care produce amplificarea amplificatorului complet, adică „amplificatorul de bază” din schema-bloc inițială din fig. 18.1. Dar circuitul a se deosebește de amplificatorul de bază ideal, prin faptul că a conține și efectele de încărcare produse de sursă, sarcina de ieșire și rețeaua de reacție. Deci, circuitul a depinde într-un grad mai mare sau mai mic de elementele rețelei de reacție.

Circuitul f apare ca fiind o sursă controlată pură, fără nici o rezistență adițională. Parametrul „cîștig” al acestei surse controlate depinde numai de elementele pasive ale rețelei de reacție și este *independent* de elementele active, nesigure, ale circuitului. Mai mult decît atît, deoarece circuitul f nu are pierderi, el nu încarcă circuitul a . Deci, circuitul f are cele două proprietăți importante ale atenuatorului de precizie din schema-bloc idealizat (fig. 18.1).

Dîndu-se un set de parametri de proiectare, de exemplu, amplificarea pe bucla închisă A și desensibilizarea $1 + af$, este relativ simplu să se determine valorile lui a și f cerute pentru a îndeplini cerințele. Mai întîi,

$$a = A(1 + af).$$

Dacă a este mare atunci

$$f \approx \frac{\text{desensibilizarea}}{a}.$$

18.4. ANALIZA ȘI PROIECTAREA CIRCUITELOR PRIN COMPARAREA ȘI EȘANTIONAREA BUCLELOR

Se va trata al doilea exemplu de amplificator cu reacție, care folosește comparare pe buclă și eșantionare pe buclă. Din fericire, se pot folosi extensiv parametri y generali din § 18.3.1 și 18.3.2, deoarece, din punctul de vedere al rețelei, cazul de față, al reacției buclă-buclă, este în mod clar cazul *dual*¹⁾ al cazului nod-nod considerat în § 18.3.

Deci se poate reduce calculul matematic și să ne îndreptăm atenția asupra aspectelor noi, de a manipula un circuit real de acest tip, ca cel

¹⁾ v. lucrarea [18.1], pag. 42.

din fig. 18.10, *a*, cu ajutorul conceptelor reacției. De fapt, cititorul care este familiarizat îndeajuns cu teoria cuadripolilor liniari și principiul dualității, pentru a accepta o simplă schimbare de litere ($y \rightarrow z$), poate trece direct la § 18.4.2.

18.4.1. Analiza în termeni de cuadripol

Configurația de cuadripol adecvată pentru analiza circuitului cu reacție buclă-bucă din fig. 18.9, *a* este aceea care are curentul drept variabilă independentă, atât la intrare cit și la ieșire. Aceasta este formularea cu parametri z , adică folosind impedanțele de circuit deschis z_i , z_o , z_f și z_r . În fig. 18.19 sînt reprezentați doi cuadripoli z conectați în serie.

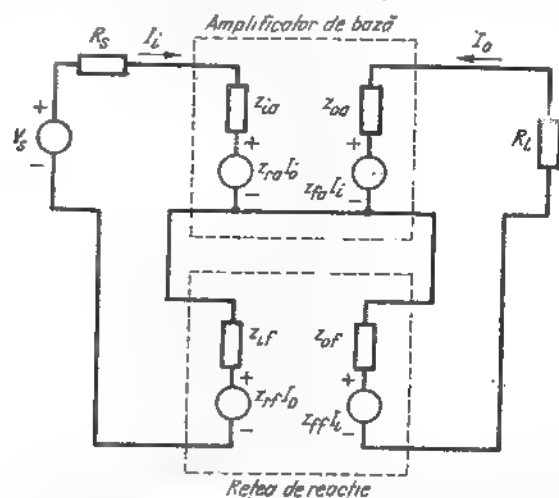


Fig. 18.19. Reprezentarea prin parametri z a unui amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare pe buclă.

Ca și înainte, se vor adăuga indicii suplimentari a și f pentru a face distincție între parametrii amplificatorului de bază și parametrii rețelei de reacție.

Se urmărește o procedură analogă celeia din § 18.3.1, adică vom presupune că amplificatorul de bază produce toată amplificarea, adică:

$$|z_{ia}| \gg |z_{if}| \quad (18.47)$$

iar rețeaua de reacție produce toată reacția:

$$|z_{ra}| \ll |z_{rf}|. \quad (18.48)$$

În sfîrșit, se va presupune că amplificatorul de bază este aproape unilateral:

$$|z_{ia}z_{ro}| \ll |Z_i Z_o| \quad (18.49)$$

unde:

$$Z_i = z_{ia} + z_{if} + R_s, \quad (18.50)$$

$$Z_o = z_{oa} + z_{of} + R_L. \quad (18.51)$$

Pentru a păstra topologia, trebuie folosită teorema Thévenin a sursei echivalente, o sursă de tensiune în serie cu R_s . De asemenea, avînd comparație pe buclă, trebuie calculat *curentul* de ieșire. Pe această bază se găsește:

$$A = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{-z_{fa}}{Z_i Z_o} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{-z_{fa}}{Z_i Z_o} \right) Z_{rf}}. \quad (18.52)$$

Deci:

$$a \approx \frac{-z_{fa}}{(z_{ia} + z_{if} + R_s)(z_{oa} + z_{of} + R_L)}; \quad (18.53)$$

$$f = z_{rf}. \quad (18.54)$$

(v. problema P 18.7).

18.4.2. Reprezentările în formă de circuit pentru a și f

Dacă amplificatorul de bază este suficient de unilateral pentru a satisface inegalitatea din ecuația (18.49), circuitul *a* arătat în fig. 18.20, *a* are o funcție de transfer a dată de ecuația (18.53) (v. problema P18.8). Deci regulile de formare ale circuitului *a* pentru un amplificator cu reacție de acest tip sînt:

1. Se identifică sursa, sarcina, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție prin metodele discutate în § 18.2.

2. Se completează amplificatorul de bază cu toate efectele de încărcare ale sursei, sarcinii și rețelei de reacție. Pentru a determina încărcarea produsă în bucla de intrare, se întrerupe bucla de ieșire a amplificatorului

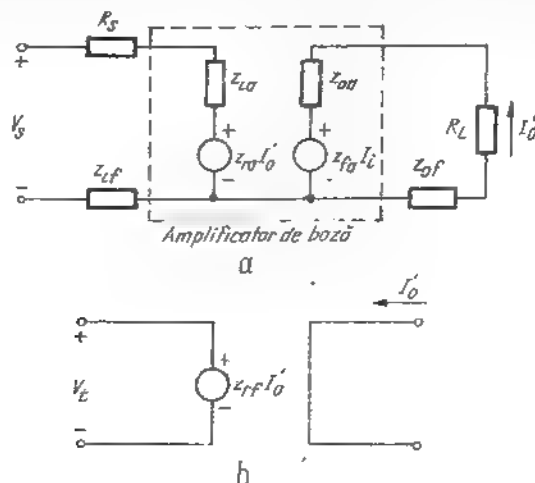


Fig. 18.20. Formulare prin a și f pentru reacția buclă-bucă:
 a - circuitul a , $a = I_o' / V_S$; b - circuitul f , $f = V_i / I_o'$; c - circuitul pentru calculul af , $af = V_i / V_S$.

complet pentru a anula reacția. Pentru a determina încărcarea produsă în bucla de ieșire, se întrerupe bucla de intrare a amplificatorului complet, pentru a anula reacția.

Din nou, circuitul f nu are o interpretare directă în funcție de elementele circuitului rețelei de reacție. Funcția de transfer f , conform ecuației (18.54),

este o transimpedanță ideală; deci circuitul f este o sursă ideală de curent controlată prin tensiune, cu impedanțe de intrare și ieșire nule, ca în fig. 18.20, b .

Pe baza fig. 18.20, a și b și a ecuațiilor (18.53) și (18.54), transmisia pe buclă af pentru reacția buclă-bucă este amplificarea de tensiune V_i / V_S calculată cînd (1) reacția este deconectată la intrare și (2) se adaugă o impedanță z_i în serie cu intrarea amplificatorului. Fig. 18.20, c reprezintă un circuit adecvat pentru aceasta.

Calcularea efectelor reacției asupra nivelului impedanțelor de intrare și ieșire este lăsată în seama problemei P. 18.19. Rezultatul este acela că ambele impedanțe sînt mărite de $1 + af$ ori odată cu aplicarea reacției:

$$Z_{in} = (z_{ia} + z_{if} + R_s)(1 + af); \quad (18.55)$$

$$Z_{ie} = (z_{oe} + z_{of} + R_L)(1 + af). \quad (18.56)$$

Deci acest tip de reacție realizează impedanțe mari de intrare și ieșire.

18.4.3. Exemplu

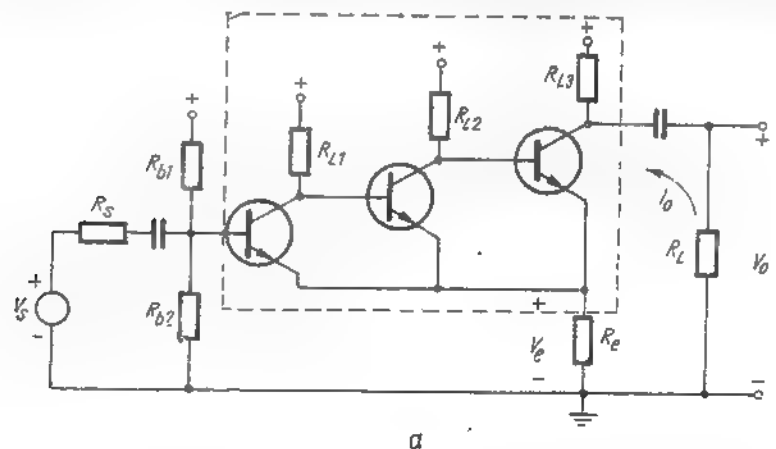
Se va trata în continuare un aspect mai dificil al reacției buclă-bucă și anume, acela al folosirii conceptelor cuadripolilor, aplicate unui circuit concret (fig. 18.19). Problema care se ridică este că, în timp ce conectarea în paralel a două circuite cu tranzistoare este simplă, o conectare în serie are un dezavantaj important și anume acela că cele două circuite nu au un punct de masă comun. Acest fapt este ilustrat clar în fig. 18.19. Se observă că nu este posibil să se specifice un punct de masă comun pentru sursă, amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, sau pentru sarcină, amplificator și rețeaua de reacție.

Pentru a ilustra printr-un exemplu specific, se va examina circuitul cu reacție din fig. 18.21, a (o repetare a fig. 18.10, a). Se dorește proiectarea unui circuit cu o amplificarea globală cu reacție de 2 mS și o desensibilizare de 50. Sursa și sarcina sînt specificate prin $R_s = 1000 \Omega$, $R_L = 50 \Omega$.

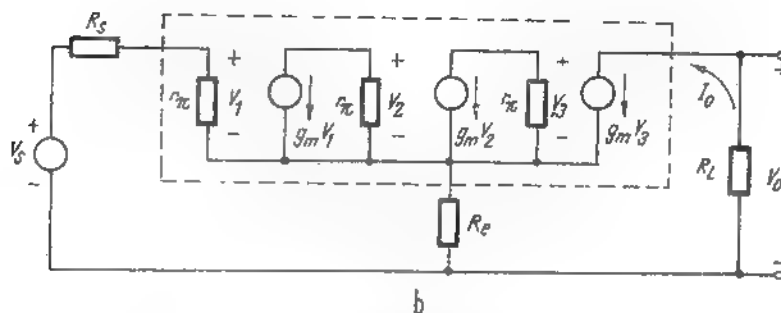
Pentru a realiza proiectarea, trebuie mai întîi indentificate a și f . Se observă, totuși că aceasta nu este o conectare pură tip buclă-bucă deoarece rezistențele de sarcină ale amplificatorului sînt conectate prezumtiv la o sursă de alimentare legată la masă. Totuși, R_{L1} , R_{L2} și R_{L3} pot fi făcute suficient de mari pentru ca semnalul de curent prin ele să poată fi neglijat. În acest caz, amplificatorul de bază este „floating”, adică fără nici o conexiune la masă și deci se poate realiza topologia buclă-bucă. Acest fapt este evident din circuitul echivalent la semnal mic din fig. 18.21, b , în care R_{L1} , R_{L2} și R_{L3} au fost omise. Se observă că s-a ales reprezentarea echivalentă Thévenin pentru sursă pentru a fi în concordanță cu compararea pe

bucă și că s-a ales curentul I_o ca variabilă de ieșire, datorită eșantionării pe buclă.

Acum este relativ simplu să se găsească circuitele a și f . Aplicând regulile date în § 18.4.2, se găsesc circuitele a și f completând mai întâi intrarea



a



b

Fig. 18.21. Amplificator cu trei etaje cu reacție buclă-bucă. Zonele încadrate indică amplificatorul de bază:

a - circuitul; b - circuitul echivalent la semnal mic, presupunând R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} , R_{B1} și R_{B2} suficient de mari pentru a fi neglijate.

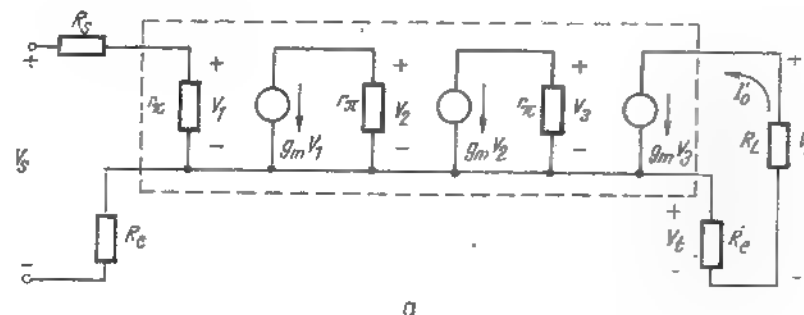
amplificatorului de bază cu R_S și R_e cum este arătat în fig. 18.22, a. Încărcarea este determinată prin întreruperea buclei de ieșire în fig. 18.21, b. Apoi se completează ieșirea amplificatorului de bază R_e și R_L care se văd prin întreruperea buclei de intrare (fig. 18.21, b). (Cititorul poate verifica că aceste rezultate sînt corecte pentru circuitul a , prin înlocuirea rezistenței de reacție R_e prin cuadripolul său echivalent). (V. problema P18.10).

Prin inspectare, funcția de transfer este:

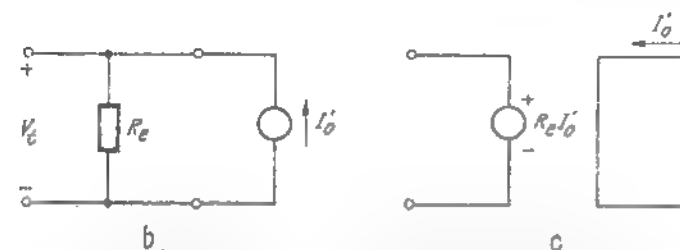
$$a = \frac{I_o'}{V_s} = \frac{\beta_o^3}{R_S + r_{\pi} + R_e}. \quad (18.57)$$

Este simplu să se calculeze transmisia pe buclă din circuitul a ; pe baza fig. 18.20, c, transmisia pe buclă pentru reacția buclă-bucă este V_i/V_s . Deci, în acest exemplu trebuie calculată tensiunea V_i la bornele lui R_e , ca răspuns la o tensiune aplicată V_s (fig. 18.22, a):

$$af = \frac{V_i}{V_s} = \frac{\beta_o^3 R_e}{R_S + r_{\pi} + R_e}. \quad (18.58)$$



a



b

c

Fig. 18.22. Circuitele a și f pentru amplificatorul din fig. 18.21:

a - circuitul a pentru calcularea lui a și af ; b - circuitul pentru calcularea funcției de transfer f ; c - circuit f .

Circuitul f este o transimpedanță pură z_{if} . Valoarea lui z_{if} poate fi calculată aplicînd o sursă de curent I_o' la ieșirea rețelei de reacție și măsurînd tensiunea V_i la intrare, cu intrarea întreruptă (fig. 18.22, b).

Deci

$$f = z_{ii} = R_s. \quad (18.59)$$

Circuitul f rezultat este reprezentat în fig. 18.22, *c*.

Acum se poate începe proiectarea. Pentru a obține amplificarea globală cu reacție de 2 mS și o desensibilizare de aproximativ 50 se cere:

$$a = A(1 + af) \approx 2 \times 50 = 100 \text{ mS}.$$

Aceasta înseamnă că circuitul a trebuie să aibă o amplitudine de tensiune:

$$\frac{V_o'}{V_s} = -\frac{I_o'}{V_s} R_L = -100 \times 50 = -5000.$$

Pentru a îndeplini cerința de desensibilizare, af trebuie să fie de aproximativ 50. Deci

$$f = R_s = \frac{50}{100} = 0,5 \Omega.$$

Se pot alege acum tranzistoarele și punctele statice de funcționare ale amplificatorului de bază.

Din ecuațiile (18.57), cunoscând că $R_s = 1000 \Omega$, rezultă

$$a - 100 \approx \frac{\beta_o^2}{1000 + r_{\pi} + 0,5}.$$

Alegînd tranzistoare cu $\beta_o = 50$,

$$r_{\pi} \approx \frac{50^2}{100} - 1000 = 250 \Omega.$$

Deci $g_m = 0,2 \text{ S}$; $I_C = 5 \text{ mA}$.

Pentru a verifica proiectarea, se observă că amplificatorul cu reacție, complet, are o amplificare pe buclă închisă:

$$A = \frac{100}{1 + 100 \times 0,5} = 1,96 \text{ S}$$

ceea ce corespunde unei amplificări de tensiune de:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_o R_L}{V_i} = -1,96 \times 50 = -98$$

O variantă de calcul a amplificării de tensiune poate fi găsită prin inspectare, din fig. 18.21, *b*. Dacă amplificatorul cu trei etaje are o amplificare mare de tensiune, tensiunea între emitor și bază a primului tranzistor va fi foarte mică. Deci căderea de tensiune pe rezistența R_s va fi de asemenea mică și deci tensiunea V_e pe rezistența R_e va fi aproximativ egală cu tensiunea sursei V_s . Dar într-o primă aproximație, intensitățile curenților prin R_L și R_e sînt egale; așadar din fig. 18.21, *a*:

$$\frac{V_o}{V_s} \approx -\frac{R_L}{R_e}. \quad (18.60)$$

Deci amplificarea de tensiune pe buclă închisă este aproximativ:

$$\frac{V_o}{V_s} \approx \frac{V_o}{V_e} = -\frac{R_L}{R_e} = -\frac{50}{0,5} = -100.$$

Rezistența de intrare a amplificatorului cu reacție va fi, conform ecuației (18.55):

$$R_{in} \approx (250 + 0,5 + 1000)(50) = 62 \text{ k}\Omega$$

(incluzînd R_s). Varianta de calcul bazată pe ecuațiile (18.55) și (18.57) și presupunînd $af \gg 1$, duce la:

$$R_{in} = \beta_o^2 R_e = 50^2 \times 0,5 = 62,5 \text{ k}\Omega.$$

18.5. CIRCUITE CU REACȚIE, CU COMPARAREA NODULUI ȘI EȘANTIONAREA BUCLEI

Analiza formală a circuitelor cu reacție avînd comparare în nod și eșantionare pe buclă, ca cel arătat în fig. 18.9, *d* și 18.10, *d*, ar trebui efectuată cu ajutorul parametrilor g , deoarece descrierea corectă a cuadripolului folosește tensiunea ca variabilă independentă la intrare și curentul ca variabilă independentă la ieșire. Totuși nu este absolut necesar să se efectueze analiza, deoarece s-au discutat deja circuite cu comparare în nod

(§ 18.3) și cu eșantionare pe buclă (§ 18.4). Din aceste analize, se știe că problema de față trebuie formulată în funcție de *generatorul de curent echivalent* de tip Norton ca element de comandă, pentru a fi compatibilă cu topologia de tip nod de la intrare. De asemenea, datorită eșantionării pe buclă, se calculează *curentul de ieșire* (v. problema P18.11). Discuțiile din § 18.3.2 și 18.4.2 referitoare la formarea circuitelor *a* și *f* vor servi drept ghid pentru calculele prezente.

Pentru a ilustra aceasta, se determină circuitele *a* și *f* pentru amplificatorul cu reacție reprezentat în fig. 18.23, *a*. Figura 18.23, *b* prezintă circuitul echivalent la semnal mic la frecvențe medii, bazat pe r_π și g_m . Se notează că, pentru a evita problema referitoare la punctul de masă, proiectantul nu a folosit la ieșire o eșantionare pură pe buclă. În mod concret, rețeaua de reacție (R_e și R_f) eșantionează *curentul de emitor* I_{e2} și nu curentul de sarcină I_o . Totuși, deoarece curenții de emitor și de colector ai tranzistorului sint aproximativ egali în mărime (și presupunând că R_{L2} este mare):

$$I_o \approx I_{e2} = -\alpha I_{e1} \approx -I_{e1}. \quad (18.61)$$

În acest fel, se vede din fig. 18.23, *b* că se poate ajunge la o apropiere față de topologia din fig. 18.9, *d*, asociind R_s și R_e la rețeaua de reacție, deoarece procedind astfel se obține o buclă la ieșire, care conține amplificatorul, sarcina și rețeaua de reacție. Elementele care mai rămân (cu excepția lui R_e) se asociază cu amplificatorul de bază. Rezistorul R_s poate fi luat în considerare împreună, atât cu sursa, cu amplificatorul, cât și cu rețeaua de reacție fără schimbări apreciable ale analizei.

Se pot determina acum circuitele *a* și *f* prin inspectare. Pentru a găsi încărcarea pe care o simte la intrare circuitul *a*, se anulează reacția, în fig. 18.23, *b*, prin întreruperea buclei de ieșire, analog procedurii din § 18.4.2. Oricare dintre conexiunile dintre ieșirea amplificatorului de bază, rețeaua de reacție și sarcină poate fi întreruptă, dar cel mai simplu este să se întrerupă bucla la joncțiunea emitorului, indicat prin \times în fig. 18.23, *b*. Încărcarea de la ieșire a circuitului *a* se determină *scurtcircuitînd* nodul de intrare în fig. 18.23, *b* cum s-a văzut în § 18.3.2. Circuitul *a* dezvoltat în acest mod este reprezentat în fig. 18.23, *c*. Funcția de transfer:

$$a = \frac{I_o'}{I_s}$$

poate fi determinată relativ simplu (v. problema P18.12), deoarece s-a ajuns la o cascadă de două etaje cu emitorul comun — mod de abordare care nu a fost posibil în circuitul din fig. 18.23, *b*.

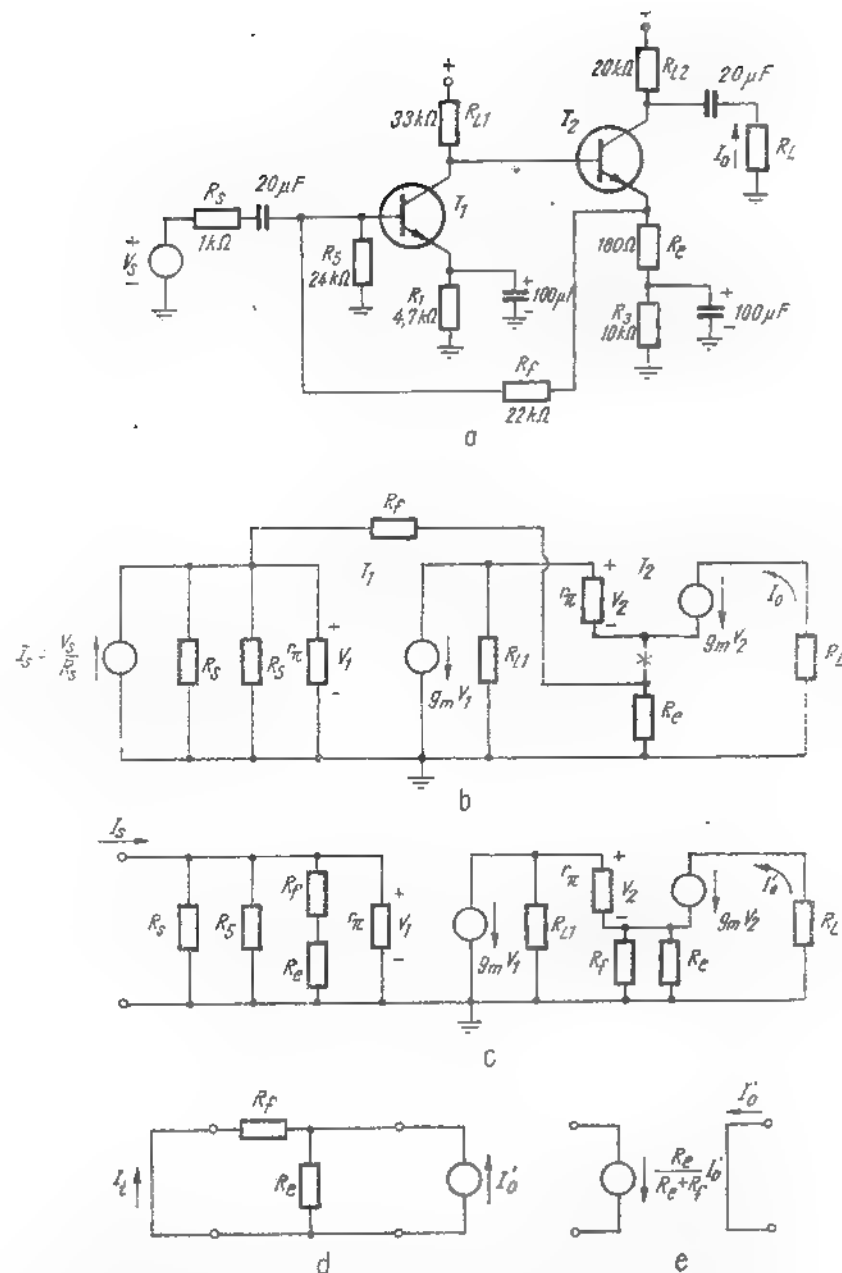


Fig. 18.23. Amplificator cu două etaje cu comparare în nod și eșantionare pe buclă : *a* — circuitul ; *b* — circuitul echivalent la semnal mic, presupunând $R_{L2} \gg R_L$; *c* — circuitul *a* ; *d* — calculul funcției de transfer f ; *e* — circuitul *f*

Această diferență importantă ilustrează tocmai simplificările oferite de tratarea prin metodele reacției.

Circuitul f trebuie să fie o sursă de curent (datorită eșantionării pe buclă). Așadar, funcția de transfer se determină calculând raportul de curenți I_1/I'_1 , scurtcircuitând intrarea rețelei de reacție, ca în fig. 18.23, d . Circuitul f rezultat este reprezentat în fig. 18.23, e .

Analiza și proiectarea folosind circuitele a și f sînt acum simple și nu vor fi luate în considerare aici (v. problema P.18.13).

18.6. CIRCUIT CU REACȚIE CU COMPARAREA BUCLEI ȘI EȘANTIONAREA NODULUI

Ultimul din cele patru tipuri de circuite cu reacție cu tranzistoare este reprezentat în fig. 18.9, b sau fig. 18.10, b (reprezentată în fig. 18.24, a). În aceste circuite se folosesc compararea pe buclă și eșantionarea în nod. Analiza formală trebuie să utilizeze parametri de cuadripol h , dar se vor folosi din nou rezultatele § 18.3 și 18.4, în loc să se efectueze o analiză completă (v. problema P.18.14).

Ca și în ultimele două exemple, problemele de punct de masă, care sînt inerente în topologia pe buclă, complică analiza. Pentru a menține un punct de masă comun între sursă și amplificator și de asemenea între amplificator și rețeaua de reacție (cerut aici datorită topologiei de tip nod la ieșire), este necesară conectarea rețelei de reacție în serie cu emitorul lui T_1 . Datorită punctelor de masă comune, aceasta nu este o comparare pură pe buclă. Totuși, prin utilizarea circuitului echivalent de semnal mic (fig. 18.24, b) se poate arăta că încă este posibil să se obțină un circuit a și un circuit f în maniera obișnuită. Mai întâi, se observă din fig. 18.24, b , că maximum de similitudine ce se poate obține, în legătură cu fig. 18.9, b , este prin asocierea rezistoarelor R_e și R_f la rețeaua de reacție, deoarece numai în acest fel se poate forma o buclă la intrare care să conțină amplificatorul, rețeaua de reacție și sursa. Apoi se determină parametrul h — echivalent al circuitului de reacție, neglijind ca de obicei parametrul de transfer în sens direct, h_{11} . Acest calcul este reprezentat în fig. 18.25, a și b (v. problema P.18.15). Apoi, circuitul de reacție din fig. 18.24, b , este înlocuit prin parametrul h — echivalent, ca în fig. 18.25, c .

Nu avem o conexiune la intrare de tip buclă pură (fig. 18.25, c), deoarece curentul prin elementele de reacție $R_e || R_f$ și $h_{11} V_o$ nu este același ca și curentul de intrare I_i . Pentru a rezolva această problemă, se mută sursa controlată de reacție, $h_{11} V_o$, deasupra nodului emitorului tranzistorului T_1 . Pașii necesari pentru această transformare sînt reprezentați în fig. 18.25, d și e . Mai întâi, sursa de tensiune este mutată deasupra nodului plasînd surse egale în ambele laturi ca în fig. 18.25, d . Aceasta este o transformare exactă.

Sursa de tensiune din latura din dreapta nu are nici un efect deoarece este în serie cu sursa de curent $g_m V_1$. Deci intrarea amplificatorului complet poate fi reprezentată ca în fig. 18.25, e . Acum s-a obținut o buclă autentică

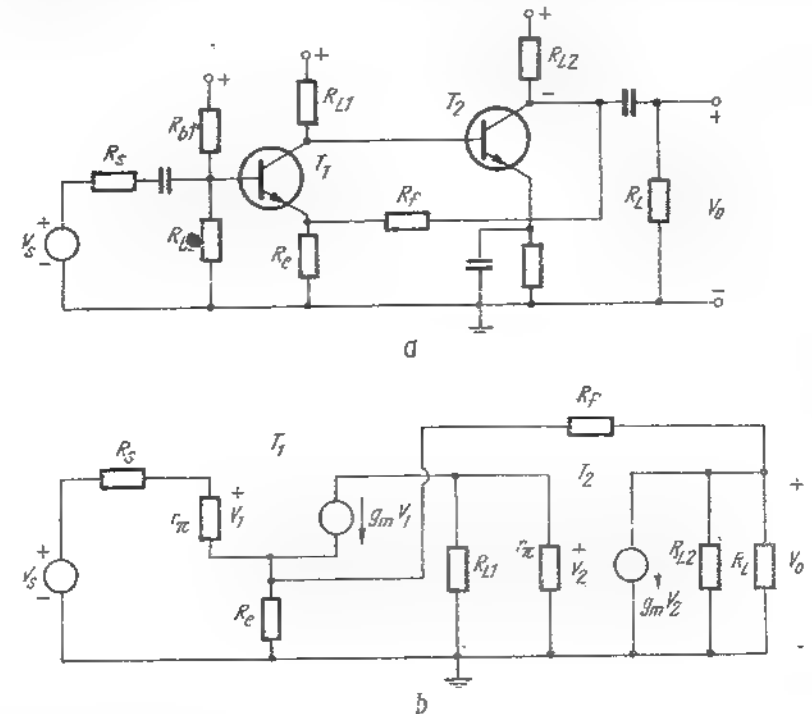


Fig. 18.24. Amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod
a — circuitul, b — circuitul echivalent de semnal mic la frecvențe medii, presupunînd $R_{b1}, R_{b2} \gg R_f$.

pentru sursa V_s , semnalul de reacție $h_{11} V_o$ și circuitul de intrare a . Se observă că nu s-a mutat și rezistența $h_{11} = R_e || R_f$, cînd s-a mutat sursa de tensiune, deoarece în orice caz, se dorește asocierea acestei rezistențe la circuitul a .

Se pot forma acum circuitele a și f corespunzătoare amplificatorului complet cu reacție din fig. 18.25, c , modificat ca în fig. 18.25, e . Aceste circuite sînt reprezentate în fig. 18.26, a și b . Trebuie să rămînă clar că după toate aceste schimbări, aceste circuite sînt exact acelea ce s-ar fi obținut dacă s-ar fi aplicat regulile de formare pentru circuitul a (§ 18.3.2

pentru încărcarea la intrare și § 18.4.2 pentru încărcarea la ieșire), *direct* circuitul echivalent de semnal mic original ca în fig. 18.24, b (v. problema P18.16). Înainte ca cititorul să ajungă la o concluzie generală, pe baza

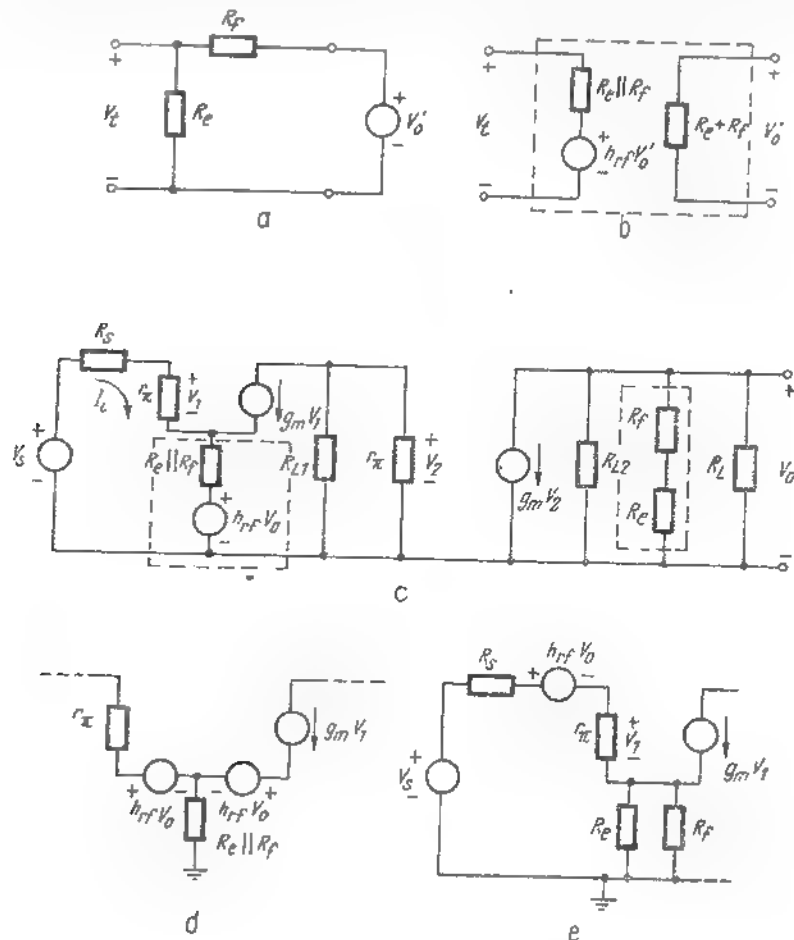


Fig. 18.25. Transformările de la intrarea amplificatorului pentru a obține compararea pe buclă.

a - determinarea parametrilor h și al circuitului de reacție: $h_{rf} = \frac{V_o'}{V_o} = \frac{R_o}{R_o + R_f}$; b - rețeaua de reacție echivalentă în parametrii h ; c - modelul din fig. 18.24 cu rețeaua de reacție sub forma parametrilor h ; d - mutarea sursei deasupra nodului; e - mutarea sursei în afara modelului transistorului

acestui exemplu, se atrage atenția asupra următorului fapt. Pasul important făcut la trecerea de la fig. 18.25, d la 18.25, e devine incert dacă sursa de curent $g_m V_1$ este șuntată direct de o impedanță importantă. De asemenea

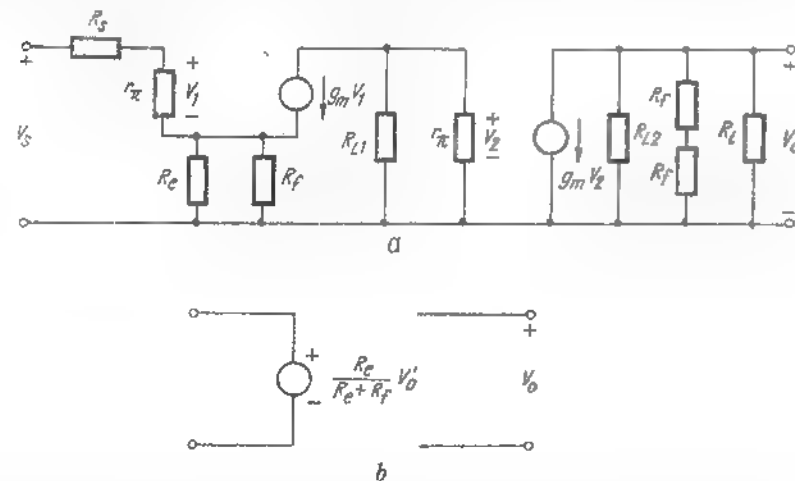


Fig. 18.26. Circuitele a și f pentru amplificatorul cu reacție din fig. 18.24 : a - circuitul; b - circuitul f

cînd capacitatea C_u este inclusă în model, sursa de tensiune $h_{rf} V_o$ nu poate fi mutată dincolo de punctul de joncțiune C_u și r_π ; deci, din nou, topologia pe buclă începe să ridice probleme. Consecințele acestor probleme vor fi discutate în capitolul următor.

Analiza și proiectarea folosind circuitele a și f din fig. 18.26 sînt simple și de aceea nu vor fi discutate, fiind lăsate spre rezolvare în problema P18.17.

18.7. REZUMAT

Este clar că în cazul amplificatoarelor cu reacție cu tranzistoare, topologia de interconectare a sursei, amplificatorului de bază, rețelei pasive de reacție și sarcinii este factorul determinant în stabilirea metodei de analiză și a tuturor parametrilor importanți ai circuitului. Pentru a ilustra această afirmație se rezumă în tabelul 18.1 rezultatele importante ale paragrafelor precedente, în funcție de modul de conectare de la intrare sau de la ieșire. Se observă o anumită organizare logică a tabelului pentru a ușura memorizarea. Este clar că o sursă Thévenin,

cu R_s și V_s în serie, trebuie asociată cu topologia pe buclă. De asemenea, buclele trebuie întrerupte iar nodurile scurtcircuitate, deoarece scurtcircuitarea unei bucle sau întreruperea unui nod nu sînt procese definite. Deci, deși tabelul pune la îndemînă un rezumat simplu, el nu trebuie memorizat.

În acest moment este util să ne întoarcem pe scurt la problema efectului reacției asupra impedanțelor de intrare și ieșire. Ecuațiile prezentate în § 18.3.5 și 18.4.2 sînt adecvate calculelor, dar, adesea, o tratare euristică conduce la rezultate mai bune. Se observă de asemenea că variabila care este eșantionată la ieșirea amplificatorului cu reacție tinde să se opună la variații. Aceasta rezultă din discuția generală din § 18.1.1. sau din calculele mai detaliate din § 18.3.1 și 18.4.1. De exemplu, se vede din relațiile (18.28), (18.29) și (18.30) că pentru transmisia pe buclă af de valoare mare, „amplificarea” globală V_o/I_s a amplificatorului cu reacție nod-nod din fig. 18.21, a este aproape independentă de amplificarea a a amplificatorului de bază. Deci avînd eșantionare în nod, adică eșantionînd tensiunea de ieșire, tensiunea de ieșire V_o tinde să rămînă constantă în ciuda variațiilor amplificării a . O cale de a modifica amplificarea a este de a schimba rezistența de sarcină R_L . Aceasta implică faptul că reacția a redus impedanța de ieșire a amplificatorului.

De asemenea, avînd eșantionare pe buclă, se eșantionează curentul de ieșire, astfel încît reacția tinde să păstreze acest curent constant, în ciuda schimbării lui R_L . Deci impedanța de ieșire a fost crescută de către reacție.

Pentru a stabili efectul reacției asupra impedanței de intrare, trebuie aduse argumente puțin deosebite. Din § 18.1.1 reiese clar că atunci cînd un comparator formează o diferență între tensiunea de intrare și tensiunea de reacție, acțiunea reacției tinde să reducă această diferență de potențial la o valoare mică. Relativ la amplificatorul din fig. 18.9, a , reacția tinde să reducă tensiunea de intrare la zero. De asemenea, va avea tendința să reducă curentul de intrare la zero. Dar, datorită topologiei pe buclă, curentul amplificatorului de bază este același ca al întregului amplificator cu reacție. Așadar, pentru o tensiune fixă V_1 și avînd comparare pe buclă, reacția va tinde să reducă curentul de intrare al amplificatorului, sau altfel spus, să crească impedanța de intrare aparentă.

Un raționament similar se poate aplica și amplificatoarelor cu reacție cu comparare în nod (fig. 18.9, c sau d). Din nou, reacția tinde să aducă tensiunea și curentul de intrare ale amplificatorului de bază la zero, dar de data aceasta, amplificatorul cu reacție și amplificatorul de bază au aceeași tensiune de intrare datorită topologiei de tip nod. Deci pentru un curent fix I_1 , reacția tinde să reducă tensiunea de intrare a amplificatorului la zero, sau, altfel exprimat, să reducă rezistența de intrare aparentă.

Tabelul 18.2

Considerații asupra intrării		
	Topologia comparării	
	Nod	Buclă
Reprezentarea sursei	Norton	Thévenin
Determinarea ieșirii corecte a încărcării circuitului a la ieșire	Se scurtcircuitază nodul de intrare al modelului de semnal mic, complet	Se întrerupe bucla de intrare a modelului complet de semnal mic
Transmisia pe buclă af	Amplificarea de curent în scurtcircuit I_o/I_s	Amplificarea de tensiune V_o/V_s circuit deschis
Impedanța de intrare comparată cu impedanța de intrare a circuitului a	Micșorată prin factorul $1+af$	Mărită prin factorul $1+af$
Considerații asupra ieșirii		
	Topologia eșantionării	
	Nod	Buclă
Se alege ca variabilă de ieșire	Tensiunea	Curentul
Reacția tinde să stabilizeze	Tensiunea	Curentul
Impedanța de ieșire comparată cu cea a circuitului a	Micșorată prin factorul $1+af$	Mărită prin factorul $1+af$
Determinarea încărcării corecte a circuitului a la intrare	Se scurtcircuitază nodul de ieșire a schemei complete de semnal mic	Se întrerupe bucla de ieșire a schemei de semnal mic, complete

18.8. DEMONSTRAȚII EXPERIMENTALE LA CURS

18.8.1. Reducerea zgomotului de rețea

Circuitul din fig. 18.4, a poate fi folosit pentru a demonstra auditiv și vizual efectele reacției asupra zgomotului de rețea (brumului) introdus în etajul de ieșire al unui amplificator audio. Brumul este introdus pe colectorul unui tranzistor *nnp* de la o sursă de alimentare nefiltrată. Pentru a face demonstrația audibilă în întreaga clasă, semnalul de ieșire al amplificatorului de putere este introdus într-un amplificator audio, cu difuzor de înaltă calitate.

Cu comutatorul pe poziția 1, se obține un amplificator de putere simplu (cu brum), urmat de un amplificator cu amplificare de zece. Deci circuitul

este echivalent schemei-bloc din fig. 18.3, *b*. Nivelele trebuie reglate pentru a obține un raport semnal-zgomot aproximativ unitar. Schimbând comutatorul pe poziția 2, se aplică reacția amplificatorului de putere păstrând aceeași amplificarea globală. Schema-bloc pentru acest circuit este reprezentată în fig. 18.3, *a*. Comutatorul poate fi înlocuit printr-un potențiometrul de 10 kΩ cu reacția preluată de la cursor.

Mai întâi, se observă și se ascultă ieșirea lui V_3 în cele două situații. Se vizualizează apoi (de preferință la un osciloscop cu două spoturi) intrarea V_1 a amplificatorului de putere, pentru a vedea *predistorsionarea* lui V_1 cu brum de polaritate *inversă*, care, eventual, anulează brumul amplificatorului. Fig. 18.4 prezintă oscilogrammele obținute.

18.3.2. Reducerea distorsiunilor

Circuitul din fig. 18.7 poate fi utilizat pentru a demonstra auditiv și vizual efectul reacției asupra distorsiunilor. Având comutatorul pe poziția 1, circuitul constă dintr-un amplificator de putere, precedat de un amplificator de amplificarea unitară. Cu comutatorul pe poziția 2, se aplică reacția amplificatorului de putere și amplificatorului operațional 709. Pentru un test corect este important să se mențină nivelul semnalului de ieșire aproximativ constant în cele două cazuri, deoarece distorsiunea depinde sensibil de nivel. Această condiție este satisfăcută dacă se stabilește f egal cu inversul amplificării amplificatorului de putere.

Se observă mai întâi, curba funcției de transfer (tensiunea de ieșire V_3 în funcție de tensiunea sursei de semnal) cu și fără reacție (v. fig. 18.7 *b* și *c*). Apoi, folosind un semnal de intrare sinusoidal, se ascultă și se vizualizează semnalul de ieșire V_3 cu și fără reacție. Apoi se include în prezentarea vizuală semnalul de intrare V_1 al amplificatorului de putere, pentru a indica în mod clar *predistorsionarea* acestui semnal, necesară compensării distorsiunii amplificatorului. Oscilogrammele sînt prezentate în fig. 18.8.

Apoi se introduce semnale mai complexe decât sursa sinusoidală. Se alege muzica populară și clasică. Se observă că anumite piese de muzică populară sînt în mod surprinzător indestructibile. Muzica clasică cu structură tonală relativ simplă este mai ușor distorsionabilă. Pentru un efect maxim se folosește echipament de înaltă fidelitate, căci altfel, distorsiunea în sistemul audio va masca efectul dorit.

BIBLIOGRAFIE

- [18.1] H. A. Guillemin. *Introductory circuit theory*. New York, Wiley, 1953.
- [18.2] S. Schwartz. *Selected semiconductor circuits handbook*. New York, Wiley, 1960.
- [18.3] *GE Transistor manual*, ed. a 7-a. General Electric Company, 1964.

PROBLEME

P 18.1. În multe cazuri, variațiile de amplificarea ale amplificatorului de bază α , nu sînt mici, așa cum s-a presupus la deducerea ecuației (18.7). Să se demonstreze că pentru variații mari ale lui α , variația relativă a amplificării pe buclă închisă este:

$$\frac{\Delta A}{A_1} = \left(\frac{1}{1 + a_2 f} \right) \frac{\Delta a}{a_1} \quad (18.62)$$

unde A_1 și a_1 sînt valorile inițiale ale amplificării iar A_2 și a_2 valorile finale (v. pag. 120).

P 18.2. Să se verifice ecuația (18.32) calculind funcția de transfer, direct din fig. 18.14, *b* și apoi transformând expresia rezultată la forma relației (18.17). Pentru a simplifica calculele, se vor face aceleași presupuneri ca în § 18.3.1. Această va duce la obținerea de expresii pentru α și f . Să se verifice f din ecuația (18.32), iar α prin calcularea V_3/I din fig. 18.14, *c* (v. pag. 141).

P 18.3. Să se calculeze în formă literală funcția de transfer V_3/I pentru circuitul *a* din fig. 18.14, *c*. Folosind valorile numerice date în exemplul de proiectare, § 18.3.3 și § 16.1.2 se va verifica valoarea lui α dată la pag. 142.

P 18.4. Să se calculeze transmisia pe buclă $af = I_1/I_2$ pentru circuitul din fig. 18.14, *a* prin metoda sugerată de fig. 18.16. Verificați rezultatele formind produsul af din ecuația (18.32) și rezultatul problemei P18.3 (v. pag. 146).

P 18.5. Să se calculeze raportul I_1/V_1 din fig. 18.18 și să se verifice că pentru reacția nod-nod admitanța de ieșire este dată de ecuația (18.46).

P 18.6. Să se calculeze admitanța de intrare pentru exemplul numeric de reacție nod-nod (v. pag. 141) cu deosebirea că se va presupune inițial $G_s = 0$. Să se compare cu valoarea de 1460 mS obținută în text.

P 18.7. Plecînd de la ecuația (18.19) și urmînd o metodă analogă celeia din § 18.3.1, să se găsească relațiile (18.52), (18.53) și (18.54).

P 18.8. Să se calculeze funcția de transfer I_2/V_2 pentru circuitul *a* din fig. 18.20, α și să se compare cu relația (18.53).

P 18.9. Procedînd într-o manieră similară cu cea dezvoltată în § 18.3.5, să se pornească de la fig. 18.19 pentru a determina impedanțele de intrare și ieșire, și deci să se verifice ecuațiile (18.55) și (18.56).

P 18.10. Să se înlocuiască rezistența R_c din fig. 18.21, *b* prin cuadripolul său echivalent, apoi să se împartă circuitul rezultat în circuite pentru α și f . Așadar, se vor verifica circuitele corespunzătoare din fig. 18.22 (v. pag. 155).

P 18.11. Să se deseneze o reprezentare completă în parametrii g a unui amplificator cu reacție — cu comparare în nod și eșantionare pe buclă. Topologia de bază este reprezentată în fig. 18.9, *d*. Urmăritînd metoda din § 18.3.1 găsiți expresii pentru A , α și f pentru acest tip de reacție (v. pag. 160).

P 18.12. Să se găsească funcția de transfer a circuitului *a* pentru amplificatorul cu reacție reprezentat în fig. 18.23, *a*. Se presupune $g_m = 40$ mS, $r_{\pi} = 2$ kΩ, $R_L = 1$ kΩ (v. pag. 160).

P 18.13. Folosind valorile date de problema P.18.12, să se calculeze funcția de transfer pe buclă închisă, $A = I_2/I_1$, transmisia pe buclă, desensibilizarea și impedanțele de intrare și ieșire pentru amplificatorul cu două etaje, cu reacție din fig. 18.23, *a* (v. pag. 162).

P 18.14. Să se deseneze o reprezentare completă în parametrii h a amplificatorului cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod. Topologia de bază este arătată în fig. 18.9, *b*. Se va urmări procedul din § 18.3.1 pentru a găsi relațiile pentru A , α și f pentru acest tip de reacție (v. pag. 162).

P 18.15. Să se calculeze parametrii h pentru rețeaua de reacție din fig. 18.24, *b* (R_1 și R_2), deci să se verifice figura 18.25, *b* (v. pag. 162).

P 18.16. Să se aplice regulile corespunzătoare pentru a forma direct circuitul *a* din amplificatorului cu reacție de tip comparare pe buclă și eșantionare în nod din fig. 18.24. Să se compare rezultatul cu fig. 18.26, *a*.

P18.17. Să se proiecteze un amplificator cu reacție (frecvență joasă și medie) având compa rare pe buclă și eșantionare în nod (fig. 18.24, a) pentru a avea o amplificarea de tensiune de 100 și o desensibilizare de 10. Se presupune că $R_S = 100 \Omega$ și $R_L = 0,25 k\Omega$. Se observă că aceste specificații fixează valoarea lui f , deci valoarea lui $R_S/(R_S + R_f)$. Totuși nivelul impedanței divizorului nu este determinat. Se vor discuta efectele alegerii valorilor mari, sau mici pentru R_s și R_f . Alegeți valorile care să permită o valoare maximă pentru α (v. pag. 164).

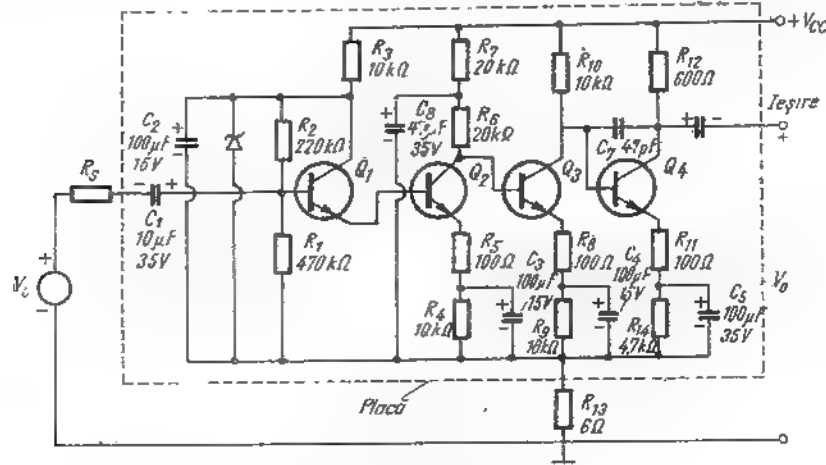


Fig. 18.27. Amplificator cu reacție.

P18.18. Pentru amplificatorul cu reacție arătat în fig. 18.27¹⁾:

- Ce tip de comparație a fost folosit la intrare?
- Care este tipul eșantionării la ieșire?
- Să se deseneze circuitul echivalent la frecvențe medii al circuitului a , folosind g_m și r_{π} . Se neglijează semnalul prin R_{10} .
- Să se deseneze circuitul.

e) Pentru $\beta_o = 30$, $R_S = 1\,000 \Omega$, să se estimeze pînă la factorul de aproximație de 2, valorile lui α și f . Se presupune că Q_2 și Q_3 operează la un curent de colector static de aproximativ $1/2\text{ mA}$ iar Q_4 are $I_C = 2\text{ mA}$.

f) Cît de mare este desensibilizarea amplificatorului la variațiile survenite în amplificarea amplificatorului de bază?

g) Care este funcția lui C_6 ?

h) Care este funcția lui C_7 ?

i) Calculați rezistențele la intrare și ieșire (la centrul benzii).

P18.19. a) Pentru circuitul din fig. 18.28²⁾ stabiliți dacă proiectantul a folosit comparație la intrare în nod, sau pe buclă și eșantionare în nod sau pe buclă la ieșire.

b) Desenați circuitul de medie frecvență a folosind circuitul echivalent în $\pi(g_m, r_{\pi})$ pentru tranzistor și desenați circuitul pentru a calcula funcția de transfer f .

P18.20. Circuitul din fig. 18.29³⁾ are două bucle de reacție, una operînd numai la frecvențe foarte joase cu scopul stabilizării punctului de funcționare (v. § 16.1.4).

a) Identificați tipurile de comparație și eșantionare pentru fiecare buclă de reacție.

b) Desenați circuitele a și f la frecvențe medii.

¹⁾ v. lucrarea [18.2] (N.A.).

²⁾ v. lucrarea [18.3] (N.A.).

³⁾ v. lucrarea [18.3] (N.A.).

P18.21. Să se reexamineze circuitul de stabilizare a punctului static din fig. 16.4 în lumina discuției asupra reacției din acest capitol. Identificînd circuitele a și f , să se găsească funcția de transfer de la „intrare”, $V_{B1}(T)$ în fig. 16.5, la ieșire V_{O2} . Să se compare cu rezultatele din § 16.1.4.

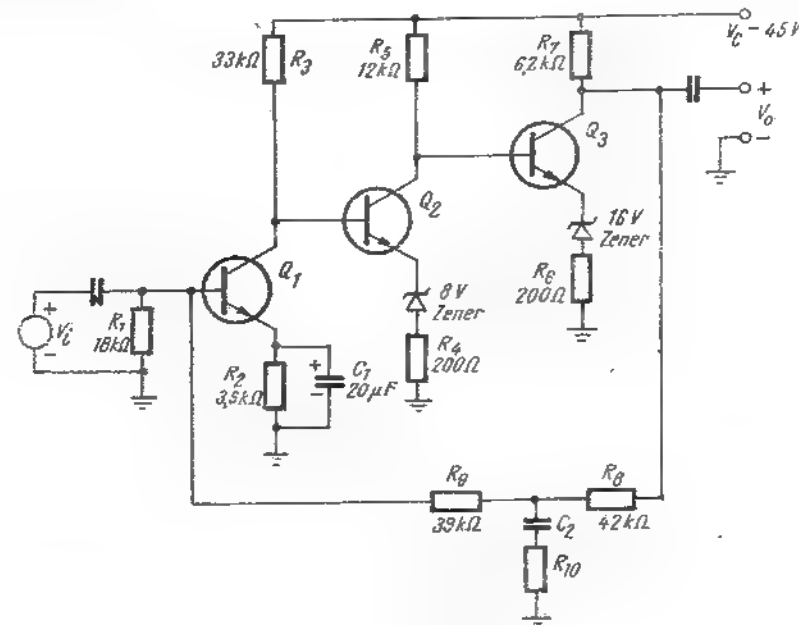


Fig. 18.28. Amplificator cu reacție.

P18.22. Să se examineze etajul de ieșire al amplificatorului operațional cu reacție, integrat din fig. 16.16, din punctul de vedere al reacției. Calculați amplificarea de tensiune de la emitorul lui Q_8 la ieșire. Care este rezistența de ieșire a circuitului?

P18.23. Să se proiecteze un circuit (la frecvențe joase sau medii) care să aibă o amplificarea de tensiune stabilă, egală cu 10 și o desensibilizare de 100. Se presupune $R_S = 0,1 k\Omega$, $R_L = 1 k\Omega$.

P18.24. Pentru comanda bobinelor de deflexie ale unui televizor, este de dorit să se construiască un amplificator al cărui curent de ieșire este proporțional cu tensiunea de intrare. Să se proiecteze un amplificator cu reacție (la frecvențe joase și medii) pentru a avea o funcție de transfer stabilă $I_o/V_i = 1\text{ S}$ și o desensibilizare de 20.

P18.25. Simbolul sub formă de triunghi folosit în fig. 18.30 este un simbol standard pentru un amplificator operațional. O tensiune pozitivă aplicată la terminalul notat cu (+) dă naștere unui potențial crescător la ieșire. O tensiune pozitivă aplicată la terminalul marcat cu (−) dă naștere unui potențial scăzător la ieșire. O realizare practică a unui asemenea circuit este dată în fig. 16.16. Aceste amplificatoare au în mod tipic amplificarea de tensiune și curent foarte mari, impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire foarte mică. Deci metodele aproximative pentru calculul amplificării pe buclă închisă, ca cele discutate la sfîrșitul § 18.3.3, conduc la rezultate excelente.

a) Să se calculeze amplificarea de tensiune V_2/V_1 pentru cele două circuite reprezentate în fig. 18.30.

b) Adesea, circuitul din fig. 18.30, b este operat cu $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$. Care este amplificarea de tensiune V_2/V_1 ?

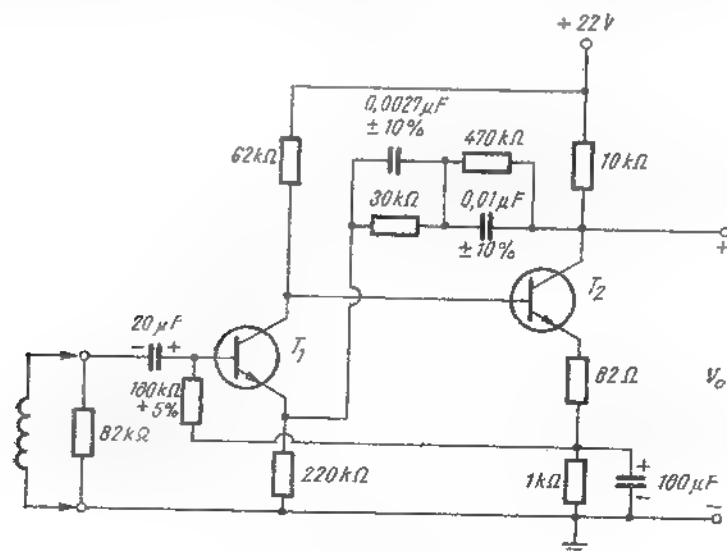


Fig. 18.29 Amplificator de pickup.

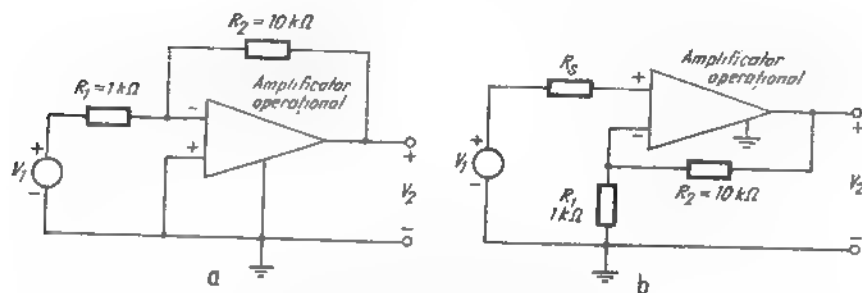


Fig. 18.30. Amplificatoare cu reacție folosind un amplificator operațional ca amplificator de bază.

a - conexiune inversoare, b - conexiune nel inversoare.

c) Adesea, circuitul din fig. 18.30, a este acționat cu condensatorul C_1 în locul rezistorului R_1 . Care este amplificarea de tensiune în acest caz? Ce funcție matematică realizează acest circuit?

CAPITOLUL 19

RĂSPUNSUL STAȚIONAR ȘI TRAN- ZITORIU AL AMPLIFICATORULUI CU REACȚIE. LOCUL RĂDĂCINILOR

CAPITOLUL 19

RĂSPUNSUL STAȚIONAR ȘI TRANZITORIU AL AMPLIFICATORULUI CU REACȚIE. LOCUL RĂDĂCINILOR

- 19.1. Problema stabilității
 - 19.2. Calculul locului rădăcinilor
 - 19.2.1. Construcția aproximativă a locului rădăcinilor
 - 19.2.2. Exemplu de calcul al locului rădăcinilor
 - 19.2.3. Criterii pentru un răspuns acceptabil
 - 19.2.4. Compensarea prin modificarea rețelei de reacție
 - 19.2.5. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază
 - 19.2.6. Modificarea lui α și f
 - 19.2.7. Compensarea prin adăugarea de zerouri lui $\alpha(s)$
 - 19.2.8. Rezumat
 - 19.3. Exemplu de proiectare
 - 19.3.1. Reacția buclă-bucă
 - 19.3.2. Amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod
 - 19.4. Demonstrații experimentale la curs
- Bibliografie*
Probleme

19

Răspunsul staționar și tranzitoriu al amplificatorului cu reacție. Locul rădăcinilor

19.1. PROBLEMA STABILITĂȚII

Avantajele aplicării reacției unui amplificator cu tranzistoare au fost discutate în detaliu în cap. 18. Totuși problema *instabilității*, care a fost atinsă numai tangențial, constituie o limitare fundamentală a valorii reacției ce poate fi aplicată unui circuit dat. În acest capitol se examinează pe larg această problemă, și alte două probleme de proiectare strâns înrudite :

- cum să se obțină un răspuns în frecvență fără vîrfuri rezonante ;
- cum să se obțină timpi de creștere mici ai fronturilor, fără supra-creșteri.

Problema instabilității circuitelor cu reacție apare atunci cînd în rețea sînt prezente elemente de stocare a energiei. Deci, complexitatea rețelei va impune din nou folosirea calculatoarelor ca mijloc de calcul al polilor și zerourilor de tipul celor discutate în cap. 15, pentru a verifica proiectarea amplificatorului cu reacție. Totuși, și aici, ca și în cap. 15, calculatorul nu reușește să ofere un tablou complet al proiectării făcute ; de aceea, este necesar să se analizeze în detaliu două procedee de sinteză a amplificatoarelor cu reacție, și anume *locul rădăcinilor* și *diagrama lui Bode*.

Pentru a înțelege problema stabilității, se studiază localizarea frecvențelor naturale ale amplificării cîtorva amplificatoare cu reacție, în funcție de valoarea reacției la frecvențe mijlocii. În acest capitol se presupune că, la frecvențe mijlocii *reacția este negativă*. De asemenea, pentru a simplifica discuția, se presupune, în acest paragraf introductiv, că avem la dispoziție un amplificator de bază și un atenuator de precizie cu funcții

de transfer *independente*. Aceasta înseamnă că, pentru moment, discuția se întoarce la schema-bloc simplă introdusă în § 18.1.

Se presupune, mai întâi, că amplificatorul de bază din fig. 19.1 are un singur pol $s = s_a$, plasat pe semiaxa reală negativă (s_a este negativ):

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - s/s_a}, \quad (19.1)$$

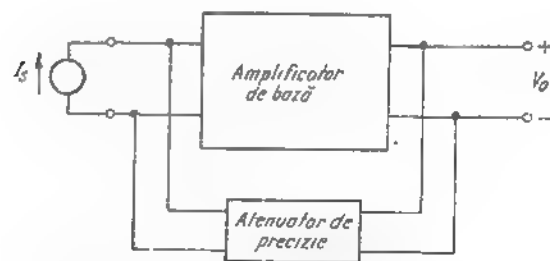


Fig. 19.1. Schema-bloc a unui amplificator cu reacție nod-nod

unde a_0 este valoarea la frecvențe medii a lui $a(s)$. Dacă se presupune că atenuatorul de precizie este pur rezistiv, funcția lui de transfer este independentă de frecvență:

$$f(s) = f_0. \quad (19.2)$$

Pe această bază, funcția de transfer globală (pe buclă închisă) a amplificatorului cu reacție este:

$$A(s) = \frac{a}{1 + af} = \quad (19.3)$$

$$= \frac{a_0}{1 + a_0 f_0 - s/s_a}. \quad (19.4)$$

Funcția de transfer a amplificării $A(s)$ are un pol la:

$$s_1 = s_a(1 + a_0 f_0). \quad (19.5)$$

Deoarece se presupune că la frecvențe mijlocii reacția este negativă, $a_0 f_0$ trebuie să fie pozitiv.

Deci nu este posibil să se mute polul lui $A(s)$ în semiplanul drept oricare ar fi valoarea transmisiei pe buclă la frecvențe mijlocii $a_0 f_0$. De fapt, polul lui $A(s)$ rămâne pe semiaxa negativă reală și se deplasează spre stînga, îndepărtîndu-se de origine, pe măsură ce crește reacția negativă. Se reamintește că un circuit cu poli în semiplanul stîng este *stabil*, în sensul că răspunsul la impuls constă numai din forme de undă exponențiale scăzătoare (cu exponent negativ).

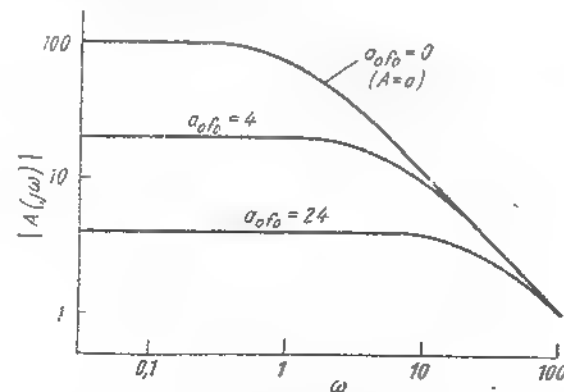


Fig. 19.2. Amplificarea pe buclă închisă funcție de ω pentru un sistem cu un pol.

Din ecuația (19.4) se mai observă că reacția a *crescut* frecvența limită, *superioară*, prin factorul $1 + a_0 f_0$, și a *scăzut* amplificarea la frecvențe medii prin același factor. Aceste efecte sînt ilustrate în fig. 19.2, în care modulul amplificării pe buclă închisă $|A(j\omega)|$ a fost reprezentat pentru diverse valori ale transmisiei pe buclă $a_0 f_0$. Se trage concluzia că, pentru acest caz, simplu, produsul între amplificarea în bandă și lărgimea benzii, adesea denumit produs amplificare-bandă, rămîne constant, deși valoarea reacției se schimbă. Datorită acestei relații simple între amplificare și bandă, și datorită stabilității inerente a circuitelor cu reacție cu un singur pol, amplificatoarele cu reacție sînt adesea stabilizate prin această metodă. Concret, ele sînt stabilizate prin adăugarea unei capacități de valoare mare la amplificatorul de bază, pentru a crea un *pol dominant*. Această metodă de stabilizare va fi discutată în detaliu în § 19.2.5.

În al doilea rînd, se reamintește că funcția de desensibilizare a reacției este efectivă numai atunci cînd *transmisia pe buclă este mare*. Deci, în exemplul prezent, atunci cînd frecvența este mai mare decît $\omega = |s_a|$, amplificarea amplificatorului de bază descrește (v. relația 19.1 sau fig. 19.2), astfel încît desensibilizarea trebuie să scadă.

Se consideră, în continuare, un amplificator de bază cu doi poli la $s = s_a$ și $s = s_b$ și se presupune că polii se află pe semi-axa negativă reală (deci s_a și s_b sînt numere reale negative):

$$a(s) = \frac{a_0}{(1 - s/s_a)(1 - s/s_b)} = \frac{a_0}{1 + a_1s + a_2s^2}. \quad (19.6)$$

Se găsește acum că amplificarea cu buclă închisă, presupunînd reacția rezistivă, este:

$$A(s) = \frac{a_0}{(1 + a_0f_0) + a_1s + a_2s^2}. \quad (19.7)$$

Din numitorul relației (19.7), se găsește că polii lui $A(s)$ se află pe semi-axa reală negativă pentru a_0f_0 mai mic decît $(a_1^2/4a_2) - 1$. Pentru a_0f_0 mai mare decît această valoare, $A(s)$ are o pereche de poli complecși.

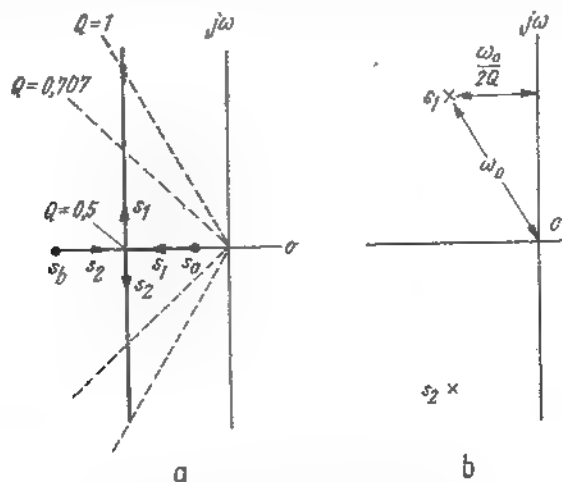


Fig. 19.3. Localizarea rădăcinilor s_1 și s_2 ale lui $A(s)$ cînd a_0f_0 crește de la zero în ecuațiile 19.7 și 19.8 (a) și interpretarea geometrică a lui Q (b).

O cale convenabilă de a reprezenta grafic această situație este de a trasa locul rădăcinilor, localizarea în planul s a polilor lui $A(s)$, pentru valori crescătoare ale reacției la frecvențe mijlocii, adică crescînd valoarea lui a_0f_0 .

Pentru a face o diferențiere clară între reprezentarea polilor amplificatorului de bază și /sau ai rețelei de reacție și polii amplificatorului cu reacție complet, se notează polii lui $a(s)$ sau $a(s)f(s)$ prin indici literali s_a, s_b, s_c , iar polii lui $A(s)$ prin indici numerici, s_1, s_2, s_3 . Fig. 19.3, a reprezintă locul rădăcinilor s_1, s_2 adică polii lui $A(s)$ din relația (19.7).

Localizarea polilor poate fi rescrisă în funcție de Q —ul circuitului prin modificarea ecuației (19.7):

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + (1/Q)(s/\omega_0) + (s/\omega_0)^2} \quad (19.8)$$

unde

$$\omega_0^2 = \frac{1 + a_0f_0}{a_2} \quad (19.9)$$

$$Q = \frac{a_2(1 + a_0f_0)}{a_1^2}. \quad (19.10)$$

Interpretările geometrice ale lui Q și ω_0 sînt date în fig. 19.3, b. Se observă că, pentru acest exemplu cu doi poli, polii lui $A(s)$ se află întotdeauna în semiplanul stîng; deci, nici de data aceasta, amplificatorul nu poate fi făcut instabil, oricare ar fi valoarea pozitivă a transmisiei pe buclă la frecvențe mijlocii. Totuși, dacă transmisia pe buclă este suficient de mare pentru a-l face pe Q mult mai mare decît unitatea, amplificatorul va avea un răspuns în frecvență cu un vîrf important, iar răspunsul la semnalul treaptă va fi marcat de o oscilație amortizată. Acest fapt este arătat în fig. 19.4, în care s-au reprezentat răspunsurile în frecvență normalizată și răspunsul la semnal-treaptă al amplificatorului pentru diverse valori ale lui Q .

Ca un al treilea exemplu, se va considera cazul în care amplificatorul de bază are trei poli pe semi-axa negativă reală:

$$a(s) = \frac{a_0}{(1 - s/s_a)(1 - s/s_b)(1 - s/s_c)}. \quad (19.11)$$

Pentru $f(s) = f_0$ se obține:

$$A(s) = \frac{a_0}{(1 + a_0f_0) + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3}. \quad (19.12)$$

Această funcție are întotdeauna un pol real, dar pentru valori suficient de mari ale lui $a_0 f_0$, ceilalți doi poli părăsesc axa reală pentru a forma o pereche complexă. În plus, pentru valori suficient de mari ale lui $1 + a_0 f_0$, această pereche complexă se deplasează în partea din dreapta a planului complex. Deci, amplificatorul devine instabil, în sensul că răspunsul la semnal-treaptă este dominat de forme de undă exponențiale crescătoare.

Locul polilor, tipic pentru ecuația (19.12) este prezentat în fig. 19.3. Răspunsul în domeniul frecvenței și răspunsul la semnal-treaptă al amplificatorului poate fi prefigurat într-o oarecare măsură pornind de la valoarea Q -ului perechii de poli complecși. Polul real tinde să niveleze atit ecocșa răspunsului în frecvență, cit și oscilațiile ce apar în răspunsul la semnal-treaptă, care ar avea tendința să apară datorită perechii complexe. Acest lucru se va discuta în detaliu în § 19.2.3.

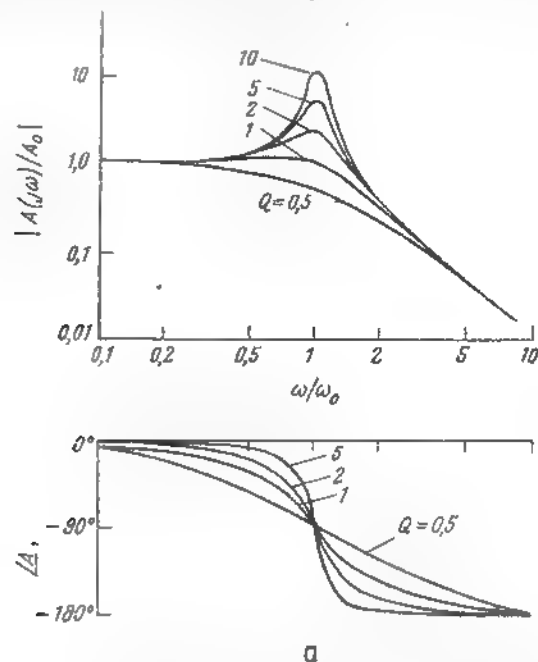


Fig. 19.4. Răspunsul normalizat al unui amplificator ideal cu reacție, cu doi poli :

a - răspunsul în frecvență; b - răspunsul normalizat la semnal-treaptă pentru $Q = 0.707$; c - supracreșterea procentuală în funcție de β/a pentru o pereche complexă de poli s_1 și $s_2 = -\alpha \pm j\beta$.

Din aceste trei exemple simple trebuie reținut că valoarea transmisiei pe buclă, în bandă, $a_0 f_0$, poate influența serios localizarea frecvențelor naturale ale lui $A(s)$ deci stabilitatea, răspunsul în frecvență și răspunsul

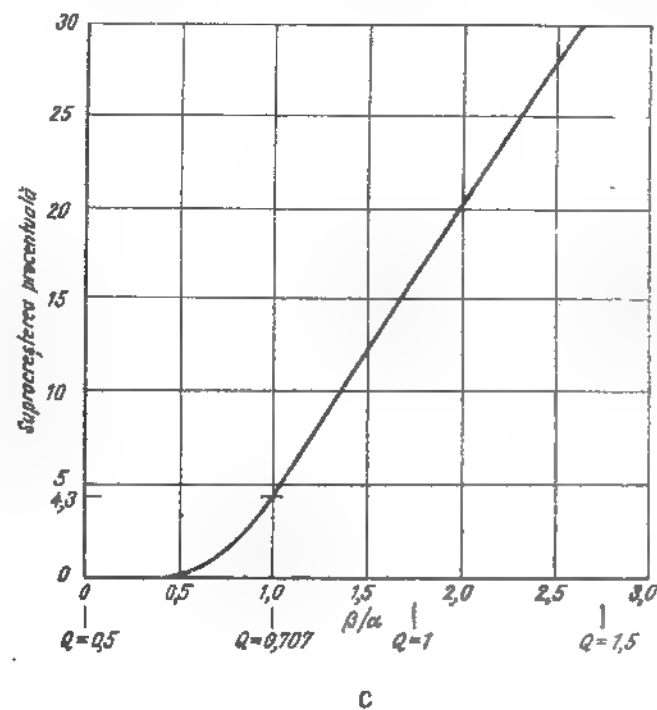
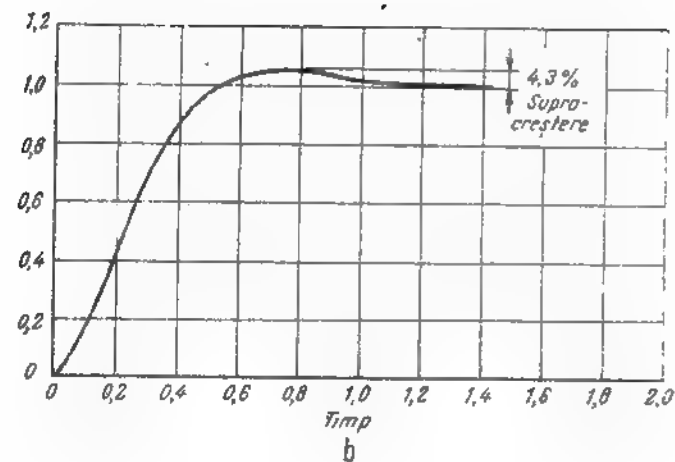


Fig. 19.4
b, c

tranzitoriu al amplificatoarelor cu reacție. O problemă importantă în proiectarea amplificatoarelor cu reacție este de a alege un amplificator de bază și o rețea de reacție adecvate, pentru a obține în același timp și o transmisie pe buclă mare (deci o desensibilizare bună) și un răspuns în frecvență și un răspuns tranzitoriu acceptabile.

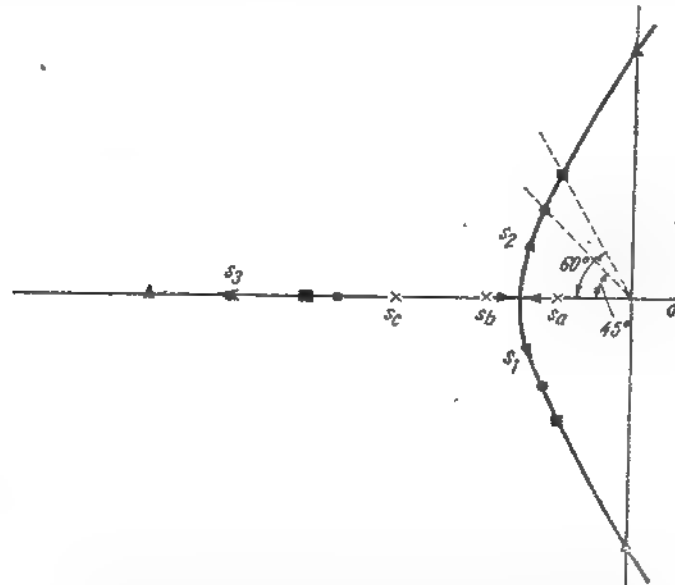


Fig. 19.5. Locul rădăcinilor s_1 , s_2 și s_3 ale lui $A(s)$ pentru $a_0 f_0$ crescând de la zero. Se arată de asemenea localizările polilor pentru patru valori particulare ale lui $a_0 f_0$.

Există două metode principale de analiză prin care se abordează cu succes această problemă. Una dintre ele se concentrează asupra localizării frecvențelor naturale ale lui $A(s)$ în planul complex — aceasta fiind metoda *locului rădăcinilor* (aceeași tehnică utilizată în acest paragraf pentru a introduce problema stabilității). Această metodă va fi discutată în amănunt în restul capitoului. A doua metodă, bazată numai pe răspunsul staționar sinusoidal al amplificatorului, $a(j\omega)$, va fi discutată în cap. 20.

19.2. CALCULUL LOCULUI RĂDĂCINILOR

Ideea esențială a metodei locului rădăcinilor este de a trasa drumul pe care îl străbat frecvențele naturale, adică polii lui $A(s)$, în funcție de transmisia pe buclă la frecvențe medii $a_0 f_0$. Pe baza acestui loc, se determină

transmisia pe buclă maximă posibilă, care mai menține un răspuns în frecvență sau tranzitoriu „rezonabile”. Dacă această valoare a lui $a_0 f_0$ nu produce o desensibilizare suficientă, se pot adăuga rețele compensatoare care alterează localizarea polilor lui $A(s)$. Aceasta se adaugă fie amplificatorului de bază, fie rețelei de reacție pentru a schimba forma locului. Cu o compensare adecvată se pot obține atât desensibilizarea dorită, cât și o localizare adecvată a polilor lui $A(s)$, pentru un răspuns bun în frecvență și tranzitoriu.

19.2.1. Construcția aproximativă a locului rădăcinilor

După cum s-a văzut în cap. 15, este o chestiune relativ simplă să se găsească polii unui amplificator folosind calculatorul numeric. Deci, se pot calcula cu ușurință polii lui $A(s)$ pentru un amplificator de bază dat și pentru câteva valori ale funcției de reacție f . Din păcate, aceste calcule nu dau o imagine suficient de clară pentru a obține o proiectare adecvată, în special atunci când este necesară introducerea unei rețele de compensare pentru îmbunătățirea performanțelor.

Este, deci, important să se găsească un număr oarecare de reguli pentru schițarea aproximativă a locului rădăcinilor, cu scopul de a facilita procesul de proiectare.

Deși există multe reguli pentru formarea locului aproximativ¹⁾, următoarele cinci reguli vor fi deosebit de utile pentru amplificatoarele cu reacție cu tranzistoare²⁾.

1. *Începutul și sfârșitul locului*: pentru valori crescătoare ale valorii reacției în bandă, locul fiecărui pol al lui $A(s)$ începe dintr-un pol al lui af și se sfârșește într-un zero al lui af .

Dacă se exprimă transmisia pe buclă

$$af = a_0 f_0 g(s), \quad (19.13)$$

unde $g(s)$ este un raport de polinoame egal cu unitatea pentru frecvențe din bandă, atunci:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a_0 f_0 g(s)}. \quad (19.14)$$

Pentru valori finite, nenule ale lui $a_0 f_0$, polii lui $A(s)$ apar numai acolo unde $a_0 f_0 g(s) = -1$. Dacă $a_0 f_0$ este foarte mic, atunci pentru un pol al lui

¹⁾ V. bibliografia [19.1]

²⁾ Dacă se dorește, argumentele de plauzibilitate urmând fiecare din aceste reguli pot fi omise într-un curs introductiv, fără a se pierde continuitatea.

$A(s)$, funcția $g(s)$ trebuie să fie mult mai mare decât unu, adică în apropierea unui pol al lui $g(s)$ și deci al lui af . Reciproc, dacă $a_0 f_0$ este foarte mare, atunci, pentru un pol al lui $A(s)$, funcția $g(s)$ trebuie să fie mult mai mică decât unu, deci foarte aproape de un zero al lui af . Deci, se poate spune

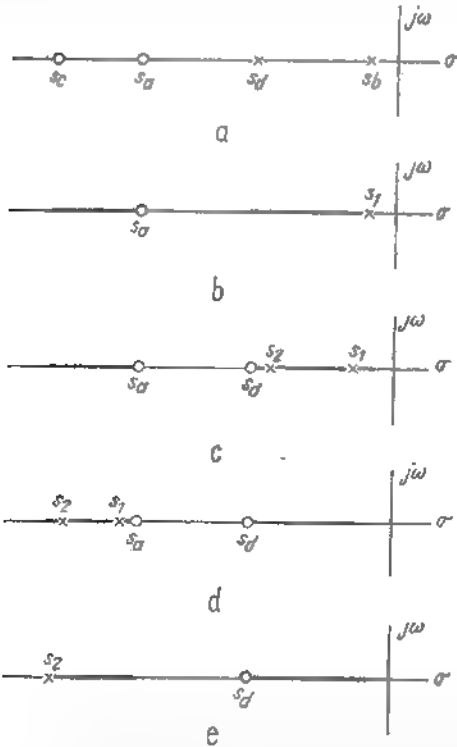


Fig. 19.6. Locul lui s_1 și s_2 pe axa reală pentru valori crescătoare ale lui $a_0 f_0$.

că pentru valori crescătoare ale valorii reacției în buclă, adică, crescând $a_0 f_0$, locul fiecărui pol al lui $A(s)$ pleacă de la un pol al lui af și se termină pe un zero al lui af . Dacă af are mai mulți poli decât zerouri, anumite ramuri ale locului se vor termina pe zerourile de la infinit (se observă că polii lui $a(s)$ apar de asemenea în $g(s)$, ca în relația 19.13). Deci, așa cum s-a arătat mai sus, atît timp cît $0 < a_0 f_0 < \infty$, $A(s)$ nu are aceeași poli ca $a(s)$. Totuși, atunci cînd $f=0$, $A(s)$ are drept poli chiar polii lui $a(s)$. Mai mult, dacă $f_0 = \infty$, polii lui $A(s)$ sînt zerourile lui $f(s)$.

Ca un exemplu simplu, se consideră cazul reprezentat în fig. 19.6 a unde amplificatorul de bază are un zero s_c și un pol s_b , iar rețeaua de reacție are un zero s_c și un pol s_d . Pentru $f_0 = 0$, rezultă din ecuația (19.14) că

polii și zerourile lui $A(s)$, cum se arată în fig. 19.6, b sînt identici cu polii și zerourile lui $a(s)$. Pentru $a_0 f_0$ finit, $A(s)$ este în continuare zero cînd $a(s)$ este zero (c. relația 19.14). Totuși, $A(s)$ nu mai are polii lui $a(s)$. Pentru $a_0 f_0$ mic, se știe din discuția precedentă că polii lui $A(s)$ vor fi apropiați de s_b și s_d , ca în fig. 19.6, c. (Faptul că ei se află pe axa reală între s_b și s_d este explicat de regula 2 de mai jos.) Polii și zerourile lui $A(s)$, pentru $a_0 f_0$ de valoare mare și $a_0 f_0$ infinit, sînt de asemenea arătați în figură.

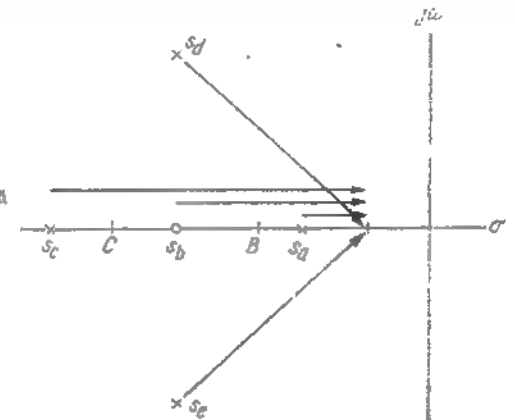
2. Localizarea locului pe axa reală: locul polilor lui $A(s)$ include toate porțiunile de pe axa reală, situate la stînga unui număr impar de poli și zerouri din semiplanul stîng.

Acele părți ale locului polilor lui $A(s)$ care se află pe axa reală se pot localiza cu ușurință. Din relația (19.3)

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f(s)} \quad (19.15)$$

Deci, pentru a avea un pol al lui $A(s)$ trebuie ca $1 + af$ să fie zero: atunci af este egal cu -1 . Pe axa reală, s este real; deci $a(s)f(s)$ trebuie să fie real, deoarece un polinom cu coeficienți reali și variabilă reală poate avea numai valori reale. Mai mult, se poate modifica $a_0 f_0$ astfel încît af , pe axa reală, să fie unitar. În felul acesta, singura chestiune care se mai pune este: care segmente de pe axa reală corespund lui $af = \pi$?

Fig. 19.7. Calculul locului pe axa reală pe baza polilor și zerourilor lui af .



Se consideră exemplul din fig. 19.7. Într-un punct A , contribuțiile polilor și zerourilor reali sînt zero. (Contribuția perechilor complex conjugate se anulează în orice punct de pe axa reală deoarece af este real). Deci, pentru această valoare a lui s faza lui af este zero.

Pentru un punct B , care se află între s_a și s_b , $|af| = \pi$. Pentru un punct între s_b și s_c , $|af| = 0$. Generalizând aceste exemple și faptul că polii lui $A(s)$ se deplasează continuu pe măsură ce $a_0 f_0$ crește, se obține regula: locul polilor lui $A(s)$ include toate segmentele axei reale care au la dreapta un număr impar de poli și zerouri ai lui af .

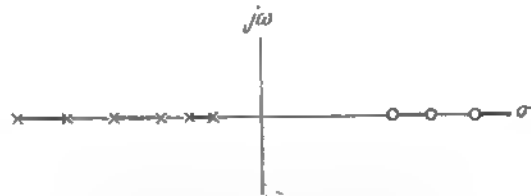


Fig. 19.8. Locul rădăcinilor pe axa reală pentru un amplificator cu reacție cu trei etaje.

Se observă că, pentru a simplifica regula, se ignoră zerourile din semiplanul drept. Pentru a arăta de ce este posibilă această simplificare, se examinează cazul reacției negative rezistive aplicate unei cascade de trei etaje cu emitor comun, cu cuplaj direct. Fără reacție, un astfel de amplificator va avea șase poli în semiplanul stâng și trei zerouri în semiplanul drept, cum e reprezentat în fig. 19.8. Dacă se aplică reacția negativă, atunci, prin definiție, $a_0 f_0$ este pozitiv. Dar pentru acest amplificator, $a_0 f_0$ este răspunsul pentru $s=0$, care reprezintă răspunsul în curent continuu. Rezultă din ecuația (19.15) că pentru orice valoare permisă a lui $a_0 f_0$, $A(0)$ trebuie să fie real și finit, adică $A(s)$ nu poate avea un pol la $s=0$. Deci locul polilor lui $A(s)$ pe axa reală nu include originea (fig. 19.8). Acest rezultat este același cu cel care s-ar fi obținut dacă s-ar fi aplicat regula 2 numai semiplanului stâng. Procedul este corect deoarece, fiecare zero din semiplanul drept al lui af schimbă semnul lui $a_0 f_0$, dar regula 2 include, deja, informația referitoare la semnul lui $a_0 f_0$.

3. Formarea perechilor complexe: toate segmentele locului de pe semi-axa reală, între perechi de poli (sau poli și zerouri) ai lui af , trebuie să se ramifice într-un anumit punct de „despărțire”, sub unghiuri drepte și să formeze perechi de poli complex conjugate.

Fig. 19.6 este o ilustrare interesantă a regulii 2. Pentru acest caz, regula 2 spune că locul polilor lui $A(s)$ trebuie să se afle numai între s_a și s_c și între s_b și s_d , ca în fig. 19.6,c. Dar, se știe din regula 1 că, pentru $a_0 f_0$ de valoare mică, unul dintre polii lui $A(s)$ este apropiat de s_b , iar celălalt aproape de s_a . Similar, pentru $a_0 f_0$ de valoare mare, un pol al lui $A(s)$ se apropie de s_c , iar celălalt de s_d . Pentru a se mișca în mod continuu de la s_b și s_a către s_c și s_d , și fără a încălca în același timp condiția locului pe axa reală, polii lui $A(s)$ trebuie să părăsească axa reală și să formeze o pereche complex conjugată (v. fig. 19.9).

4. Distanța medie față de axa imaginară: pentru o reacție rezistivă globală aplicată unui amplificator cu mai mulți poli, distanța medie a polilor lui $A(s)$ de la axa j va rămâne constantă pentru valori crescătoare ale lui $a_0 f_0$. Relația (19.12) ilustrează acest fapt. Se reamintește din ecuația (15.33) că:

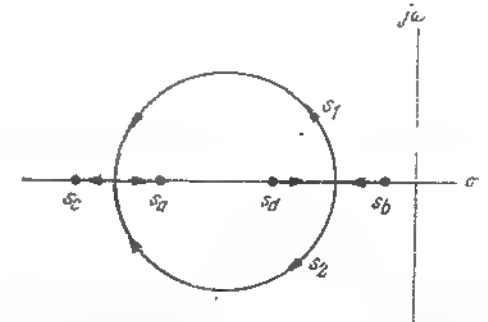
$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = - \sum s_j. \quad (19.16)$$

Deoarece toți polii complecși apar în perechi conjugate, partea imaginară a oricărei perechi complexe se va anula în această însumare, astfel încât ecuația (19.16) poate fi reserisă ca:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = - \sum \operatorname{Re} [s_j]. \quad (19.17)$$

Se va vedea că, pentru amplificatoarele cu mai mulți poli, avind reacție rezistivă, cei doi coeficienți ai termenilor de putere maximă ai polinomului de la numitorul lui $A(s)$ nu sînt funcție de valoarea transmisiei

Fig. 19.9. Locul complet al rădăcinilor lui $A(s)$ pentru af dat de fig. 19.6, a.



pe buclă la frecvențe mijlocii $a_0 f_0$. Deci, pentru aceste amplificatoare, suma polilor (sau suma părților reale ale polilor) lui $A(s)$ va rămâne constantă pe măsură ce $a_0 f_0$ se schimbă. De obicei, este mai ușor să se privească această condiție ca distanța medie față de axa j . Deci, se divid ambii membri ai relației (19.17) prin n , numărul de poli ai lui af :

$$\frac{a_{n-1}}{na_n} = - \frac{\operatorname{Re} s_j}{n} = \text{distanța medie a polilor față de axa } j. \quad (19.18)$$

Așadar, dacă n , a_n și a_{n-1} nu se schimbă, distanța medie a polilor lui $A(s)$ față de axa j (sau „centrul de greutate” al polilor) va fi constantă.

Rezultă din regula 1 că această distanță medie trebuie să fie aceeași ca distanța medie a polilor lui af față de axa j .

5. Invarianța polilor de valoare mare ai lui $A(s)$: dacă frecvențele naturale ale circuitului echivalent la semnal mic al circuitului af sînt puternic separate, la frecvențe mijlocii și înalte, polii mai îndepărtați ai lui $A(s)$ vor rămîne aproape neschimbați, pentru valori moderate ale reacției.

Se consideră $af(s)$ în care polii sînt puternic separați și zerourile sînt mult mai îndepărtate de origine decît polii. Deoarece, în acest caz, af va scădea rapid sub frecvența limită superioară, af va fi invariabil mai mic decît unitatea pentru valorile lui s comparabile în mărime cu valorile polilor de înaltă frecvență.

Deci, în domeniul înaltei frecvențe, reacția are un efect neglijabil asupra dinamicii sistemului și $A(s)$ se apropie de $a(s)$.

În consecință, polii îndepărtați ai lui $A(s)$ sînt apropiați de polii lui $a(s)$, indiferent de valoarea reacției la mijlocul benzii.

Se vor ilustra cele arătate printr-un exemplu. Se presupune că funcția de transfer a circuitului echivalent la semnal mic al circuitului a , la frecvențe medii și înalte, are poli separați. De exemplu, se presupune că are trei poli identici la $s = -1$ și al patrulea este de o mie de ori mai mare, pe axa reală, la $s = -1000$.

Deci:

$$a(s) = \frac{1000 a_0}{(s+1)(s+1)(s+1)(s+1000)} =$$

$$= \frac{a_0}{0,001 s^4 + 1,003 s^3 + 3,003 s^2 + 3,001 s + 1}.$$

Pentru reacție rezistivă, $f = f_0$, astfel că:

$$A(s) = \frac{a}{1+af} = \frac{a_0}{0,001 s^4 + 1,003 s^3 + 3,003 s^2 + 3,001 s + (1+a_0 f_0)}.$$

Polii lui $A(s)$ apar pentru acele valori ale lui s care fac numitorul (D) să tindă către zero. Deci, pentru a găsi cit de departe de $s = -1$ și de $s = -1000$ s-au mutat polii lui $A(s)$ pentru $a_0 f_0$ egal cu 100, de exemplu, se examinează D pentru $s = -1$ și $s = -1000$.

Pentru $s = -1$, numitorul este egal cu:

$$D = 0,001 - 1,003 + 3,003 - 3,001 + (1+a_0 f_0).$$

Pentru $a_0 f_0 = 100$, $D = 100$ și este deci necesară o schimbare majoră pentru a produce $D=0$. În mod concret, s trebuie făcut $-5,65$ sau $1,32 \pm j 4,0$

pentru a aduce din nou pe D la valoarea zero. Deci cei trei poli ai lui $A(s)$ din regiunea frecvențelor joase se află la o distanță considerabilă de $s = -1$, polii de joasă frecvență ai lui a .

Pe de altă parte, pentru $s = -1000$

$$D = 10^9 - 1,003 \times 10^9 + 3,003 \times 10^6 - 3,001 \times 10^3 + (1+a_0 f_0).$$

Pentru $a_0 f_0 = 100$, D este din nou egal cu 100, dar o foarte mică modificare a lui s (o parte la un milion) îl aduce pe D la valoarea zero, deoarece $a_0 f_0$ nu este un termen dominant în acest domeniu de frecvență. Deci, polul de înaltă frecvență rămîne foarte aproape de $s = -1000$, polul de înaltă frecvență al lui a .

Se vor rezuma mai jos cele cinci reguli de bază pentru formarea locului rădăcinilor:

1. *Începutul și sfîrșitul locului*: pentru valori crescătoare ale reacției la frecvențe mijlocii, locul fiecărui pol al lui $A(s)$ începe dintr-un pol al lui af și se termină într-un zero al lui af .

2. *Localizarea locului pe axa reală*: locul polilor lui $A(s)$ include toate porțiunile axei reale care se află la stînga unui număr impar de poli și zerouri ai lui af , din semiplanul stîng.

3. *Formarea unei perechi de poli complecși*: toate segmentele locului de pe axa reală prezintă un punct de desprindere în două ramuri sub un unghi drept, pentru a forma perechi complex-conjugate.

4. *Distanța medie de la axa imaginară*: pentru reacție rezistivă aplicată unui amplificator cu mai mulți poli, distanța medie a polilor lui $A(s)$ de la axa imaginară j va rămîne constantă pe măsură ce $a_0 f_0$ crește.

5. *Invarianța polilor de valoare mare ai lui $A(s)$ într-un set de poli puternic separați*: dacă frecvențele naturale ale circuitului echivalent la semnal mic al lui af la frecvențe medii și înalte, sînt puternic separate, polii mai înalți corespunzător setului de frecvențe naturale, separate, ale lui $A(s)$ vor rămîne aproape neschimbați pentru valori medii ale reacției aplicate.

19.2.2. Exemple de calcul al locului rădăcinilor

Pentru a ilustra modul de calcul al locului rădăcinilor, se examinează stabilitatea unui amplificator cu reacție de tip nod-nod, cu trei etaje, ca în fig. 19.10, a. Pentru simplitate se folosește circuitul amplificatorului de bază din § 16.1 și § 18.3.3. Se impune proiectarea unei rețele de reacție care să facă posibilă obținerea în același timp a unei transmisii pe buclă mari (decî, o desensibilizare mare) și un răspuns acceptabil al amplificatorului.

Trebuie să rămînă clar din discuția precedentă, în special din § 19.1.1 că, aspectele legate de analiza și proiectarea amplificatorului cu reacție la frecvențe înalte și la frecvențe joase pot fi considerate separat. Așadar,

în discuția de față se va considera numai problema stabilității la înaltă frecvență. Desigur, problema stabilității la joasă frecvență poate fi la fel de dificilă ca problema stabilității la înaltă frecvență. Deoarece metoda de analiză este identică, se va discuta aici numai ultima problemă.

Pe baza discuției din § 18.3, se pot desena circuitele *a* și *f* la frecvențe medii și înalte, pentru amplificatorul din fig. 19.10, *a*. Aceste circuite sînt arătate în fig. 19.10, *b* și *c*. Se reamintește din § 18.3.3 că (ignorînd problema stabilității), se poate folosi o rezistență de 5000 Ω pentru reacție, în scopul de a se obține o desensibilizare egală cu 71. Deoarece $R_s = 50 \Omega$ și $R_L = 100 \Omega$, e clar că pentru această desensibilizare (sau mai mică), R_f poate fi neglijat în fig. 19.10, *b* comparat cu R_s sau R_L . Dacă se face această presupunere, circuitul *a* devine identic cu amplificatorul cu 3 etaje din § 16.1.2 (v. fig. 16.2), deci are frecvențele naturale (în unități de ns⁻¹):

$$s_a = -0,0251$$

$$s_b = -0,0943$$

$$s_c = -0,409$$

$$s_d = -9,55$$

$$s_e = -18,22$$

$$s_f = -28,56$$

Amplificatorul are de asemenea, trei zerouri în semiplanul drept; ca și în cap. 16, acestea sînt atît de îndepărtate, încît nu joacă nici un rol în discuția de față.

Acum, se poate schița locul rădăcinilor pentru acest amplificator. Se știe din § 19.2.1 că locul polilor lui $A(s)$ începe din polii lui $a(s)$ specificați mai sus. Pe axa reală, locul există numai între s_a și s_b , între s_c și s_d și între s_e și s_f . De asemenea, distanța medie la axa j a polilor lui $A(s)$ va fi conform ecuației (19.18):

$$\frac{\text{Re}(s_j)}{n} = -9,48 \text{ ns}^{-1}.$$

Totuși, deoarece polii lui $a(s)$ sînt atît de puternic separați, se iau în considerație regula 5 și regula 1; pentru o reacție nu prea mare, cei trei poli superiori ai lui $A(s)$ vor rămîne apropiați de pozițiile s_a , s_c și s_f date anterior. Deci se poate modifica regula 4 și relația (19.18) pentru a justifica faptul că distanța medie a celor trei poli inferiori ai lui $A(s)$ va rămîne neschimbată în raport cu axa j . Deci:

$$\frac{s_a + s_b + s_c}{3} = \frac{-0,528}{3} = -0,176 \text{ ns}^{-1}.$$

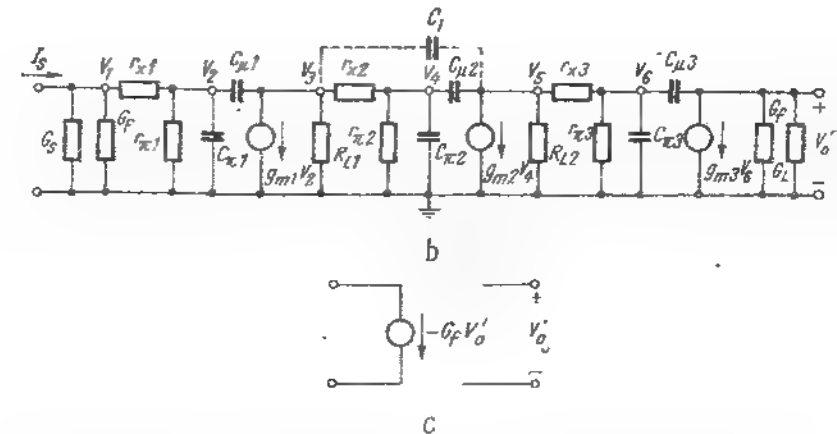
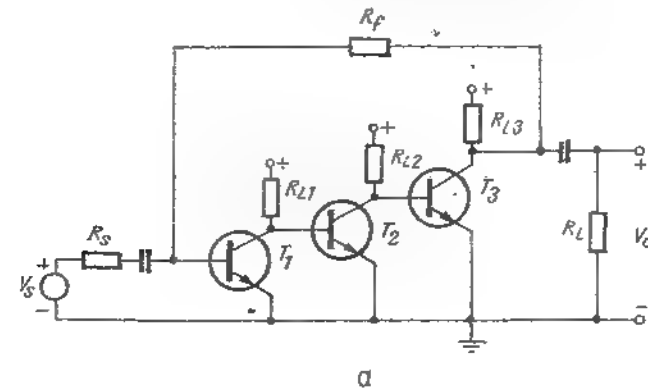


Fig. 19.10. Amplificator cu reacție cu trei etaje (din § 16.1 și 18.3.3).
a - amplificator cu reacție cu trei etaje (mod-nod); b - circuitul a presupunînd $R_{L2} \gg R_L$; c - circuitul f

Elementul	Unitatea de măsură	T_1	T_2	T_3
r_s	kiloohmi	0,2	0,05	0,025
r_{π}	kiloohmi	2,5	0,5	0,25
g_m	mS	40	200	400
C_{π}	picoFarazi	9	45	90
C_{μ}	picoFarazi	2	2	2
R_L	kiloohmi	0,5	0,2	$\gg R_L$
$R_f = 50$	ohmi			
$R_L = 100$	ohmi			

Pe această bază, reprezentarea locului rădăcinilor pentru cei *trei poli inferiori* ai lui $A(s)$ va arăta ca în fig. 19.5. Polul s_3 pornește de la $s_3 = -0,409$ și se deplasează la stînga, în timp ce s_1 și s_2 pornesc de la $s_1 = -0,025$ și $s_2 = -0,094$ și se deplasează unul către altul. După ce s_1 și s_2 formează o pereche complexă, ei se vor deplasa către dreapta pentru a păstra constantă distanța medie la axa imaginară, egală cu $-0,176$. Eventual, ei se deplasează în semiplanul drept, iar amplificatorul devine instabil.

Se va determina în continuare valoarea desensibilizării care poate fi obținută, menținînd un răspuns în frecvență acceptabil. Folosind numai cei trei poli inferiori, se găsește:

$$a(s) \approx \frac{a_0 (0,0251) (0,0943) (0,409)}{(s + 0,0251) (s + 0,0943) (s + 0,409)} \approx \quad (19.19 \text{ a})$$

$$\approx \frac{a_0 (9,67 \times 10^{-4})}{s^3 + 0,528s^2 + 0,0516s + 9,67 \times 10^{-4}} \quad (19.19 \text{ b})$$

Deci

$$A(s) = \frac{a}{1+af} = \frac{a_0 (9,67 \times 10^{-4})}{s^3 + 0,528s^2 + 0,0516s + (9,67 \times 10^{-4}) (1 + a_0 f_0)} \quad (19.20)$$

Presupunem că se acceptă o ușoară cocoasă în răspunsul în frecvență. Atunci, conform fig. 19.3, a și 19.4 a , perechea complexă poate fi localizată la $\pm 60^\circ$ față de origine ($Q = 1$):

$$A(s) = \frac{k}{(s - \gamma) (s - \alpha - j\sqrt{3}\alpha) (s - \alpha + j\sqrt{3}\alpha)} = \quad (19.21 \text{ a})$$

$$= \frac{k}{s^3 - s^2(2\alpha + \gamma) + 2\alpha s(2\alpha + \gamma) - 4\alpha^2\gamma} \quad (19.21 \text{ b})$$

Avem acum trei necunoscute: localizările polilor α și γ , și transmisia pe buclă la frecvențe medii $a_0 f_0$. Ele pot fi determinate prin identificarea coeficienților în relația (19.20) între relațiile (19.20) și (19.21 b):

$$-(2\alpha + \gamma) = 0,528 \quad (19.22)$$

$$2\alpha(2\alpha + \gamma) = 0,0516 \quad (19.23)$$

$$-4\alpha^2\gamma = (9,67 \times 10^{-4}) (1 + a_0 f_0) \quad (19.24)$$

Deci, din ecuațiile (19.22) și (19.23):

$$\alpha = -\frac{0,0516}{2(0,528)} = -0,049 \text{ ns}^{-1}.$$

Pentru a determina pe γ , se înlocuiește α în ecuația (19.22):

$$\gamma = -0,528 - 2(-0,049) = -0,43 \text{ ns}^{-1}.$$

Acum, din relația (19.21 a), cei trei poli inferiori ai lui $A(s)$ vor fi (în ns^{-1})

$$s_1 = -0,049 + j 0,085 \quad (19.25 \text{ a})$$

$$s_2 = -0,049 - j 0,085$$

$$s_3 = -0,43. \quad (19.25 \text{ c})$$

Se determină acum transmisia pe buclă $a_0 f_0$. Din ecuația (19.24):

$$\begin{aligned} 9,67 \times 10^{-4} (1 + a_0 f_0) &= -4\alpha^2\gamma = \\ &= -4(-0,049)^2(-0,43) = 4,14 \times 10^{-3}. \end{aligned}$$

Deci:

$$1 + a_0 f_0 = 4,3$$

$$a_0 f_0 = 3,3.$$

Valoarea rezistenței de reacție poate fi determinată dacă se ține cont de valoarea lui $a_0 = -354 \text{ k}\Omega$ din § 18.3.3:

$$G_f = -f_0 = -\frac{3,3}{a_0} = -\frac{3,3}{-354} = 0,93 \times 10^{-3} \text{ mS}$$

$$R_f = 104 \text{ k}\Omega.$$

Răspunsul la frecvență al amplificatorului va fi controlat în primul rînd de perechea de poli complecși, astfel că lărgimea de bandă poate fi estimată cu ajutorul fig. 19.3 și 19.4.

Constanta de normalizare ω_0 va fi acum,

$$\omega_0 = [(0,049)^2 + (0,085)^2]^{1/2} = 0,098 \text{ ns}^{-1}$$

iar Q este unitar. Așadar va exista o ușoară cocoasă a răspunsului în frecvență, iar frecvența limită superioară va fi puțin mai mare decât ω_n , în mod concret, ω_n va fi de aproximativ 120 Mrad/s.

În concluzie, maximum de desensibilizare ce se poate obține cu o reacție rezistivă, menținând un răspuns relativ plat, este egală cu 4,3, valoare mult inferioară celei impuse, egală cu 70. Cititorul poate verifica faptul că pentru orice valoare a desensibilizării mai mare decât 28,2, amplificatorul este instabil, adică, are poli în semiplanul drept (v. problema P.19.1).

Pentru a verifica aceste rezultate, s-au calculat frecvențele naturale ale amplificatorului complet, cu reacție (fig. 19.10, a), cu ajutorul calculatorului, pentru valori ale lui G , în jurul valorii stabilite mai sus.

Tabelul 19.1

Poli calculați pe calculator ai lui $A(s)$ pentru valori variabile ale reacției rezistive (unitățile de măsură ms^{-1})

G_f (mS)	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
0,001	-0,045	-0,071	-0,412	-9,55	-18,22	-28,56
0,025	-0,056	$\pm j0,036$	-0,417	-9,55	-18,22	-28,56
0,005	-0,052	$\pm j0,061$	-0,424	-9,55	-18,22	-28,56
0,0093	0,047	$\pm j0,087$	-0,435	-5,55	-18,22	-28,56
0,046	-0,012	$\pm j0,184$	-0,504	-9,55	-18,22	-28,56

Rezultatele sînt prezentate în tabelul 19.1 și fig. 19.11. Concordanța între localizarea pentru $G_f = 0,0093$ mS (relația 19.25) și rezultatul dat de calculator, este excelentă, astfel că anumite aproximații sînt permise, mai ales cea referitoare la neglijarea celor trei poli superiori (cel puțin în acest caz).

19.2.3. Criterii pentru un răspuns acceptabil

Din exemplul precedent, reiese clar că valoarea reacției α_f , ce poate fi aplicată amplificatorului are un efect important asupra localizării polilor lui $A(s)$. De exemplu, observați fig. 19.11. În acest moment este posibil să se controleze polii lui $A(s)$, dar apar probleme noi:

— ce înseamnă „un răspuns satisfăcător” în frecvență sau la semnal treaptă al amplificatorului;

— care sînt restricțiile pe care le impune polilor lui $A(s)$, acest răspuns satisfăcător.

Criteriile pentru răspuns „satisfăcător” în frecvență depind mai ales de aplicație. De exemplu, pentru un amplificator de osciloscop, un răspuns la semnal treaptă prezentînd supracreșteri, nu este acceptabil. Pe de altă

parte, pentru amplificatoare audio, o mică supracreștere în răspunsul la semnal treaptă, este permisă. Pentru multe servo-amplificatoare este permisă o supracreștere substanțială și, de asemenea, o cocoasă în răspunsul în frecvență, cu scopul de a obține un timp rapid de răspuns la semnal treaptă.

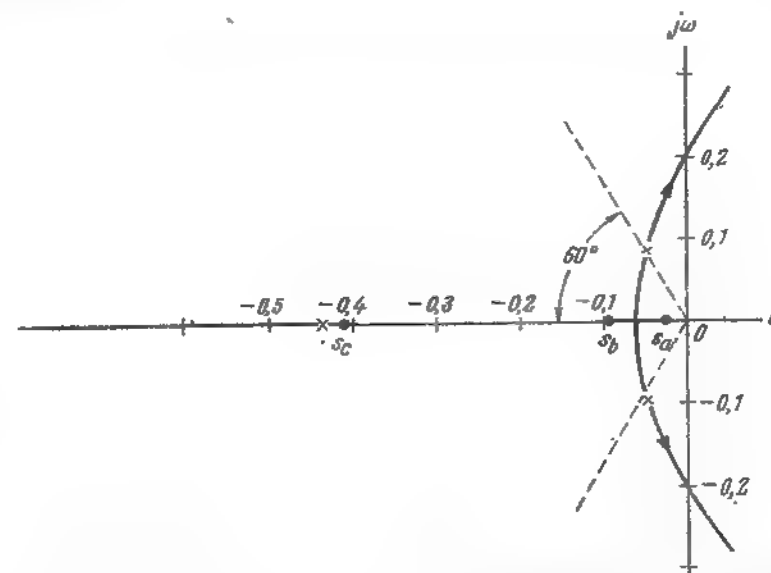


Fig. 19.11. Locul rădăcinilor pentru cei trei poli inferiori ai lui $A(s)$ ai amplificatorului din fig. 19.10, obținuti prin calcularea polilor lui $A(s)$ pentru diverse valori ale rezistenței de reacție R_f (v. tabelul 19.1). Pozițiile polilor indicați sînt impuse de $G_f = 0,0093$ mS. Unitatea de măsură este ms^{-1} .

Localizarea polului (și a zeroului) unui amplificator determină în mod unic (cu excepția unei constanțe) răspunsul tranzitoriu și în frecvență. Din păcate, relația între localizarea polilor și răspunsul amplificatorului este de multe ori complicată. Se știe, totuși, că dacă amplificatorul are o pereche de poli complecși, este posibil ca răspunsul tranzitoriu să fie oscilant, iar răspunsul în frecvență să aibă un vîrf în dreptul frecvenței de oscilație. În mod specific, pentru o singură pereche de poli complecși cu Q mai mare decât 0,5 va exista o supracreștere și o oscilație în răspunsul la semnal treaptă și respectiv, o cocoasă în domeniul frecvenței (v. fig. 19.4).

Se va vedea în paragraful următor că, printr-o compensare adecvată, este posibil să se deplaseze un pol real al lui $A(s)$ în așa fel, încît să se afle pe același cerc cu centrul în origine, ca și perechea complexă. În acest caz și supracreșterea în răspunsul la semnal treaptă și vîrfurile ce apare în carac-

teristica de frecvență sînt reduse. Pentru o anumită configurație particulară cu trei poli, denumită configurația *Butterworth*¹⁾, cocoasa în răspunsul în frecvență dispăre, iar răspunsul tranzitoriu devine „maximum plat”. În general, polii unui filtru Butterworth sînt valorile rădăcinilor de ordin $2n$ din semiplanul stîng²⁾ ale lui $(-1)^{n+1}$.

Deci, rădăcinile sînt așezate simetric pe o circumferință cu rază unitară, ca în fig. 19.12 a, pentru o configurație cu doi și trei poli. Aceste două configurații sînt foarte folositoare, deoarece proiectarea amplificatoarelor cu reacție cu una din aceste două tipuri de localizări a polilor, este foarte simplă.

Răspunsurile în frecvență normalizate, ale filtrelor Butterworth cu doi poli și trei poli sînt reprezentate în fig. 19.12, b, împreună cu un circuit *RC* simplu (Butterworth cu un pol!). În fiecare caz, se presupune că poli se află pe un cerc de rază unitară. Deoarece frecvența limită superioară a oricărui filtru Butterworth este egală cu raza polului, toate cele trei filtre au aceeași lărgime de bandă în această normalizare. Totuși nu trebuie să se ajungă la o concluzie pripită. Se va vedea în continuare, că apare o creștere majoră a lărgimii benzii și desensibilizării unui amplificator cu reacție, cînd configurația polilor dominanți trece de la unul la doi sau trei poli în configurația Butterworth³⁾.

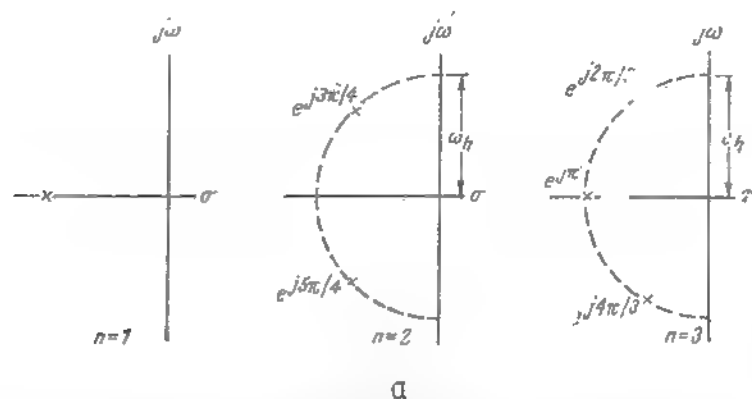


Fig. 19.12. Filtre Butterworth cu unu, doi și trei poli:

a – constelațiile polilor; b – răspunsul în frecvență normalizat; c – răspunsul în frecvență normalizat
d – răspunsul la semnal treaptă normalizat în unități de $2.2/\omega_h$.

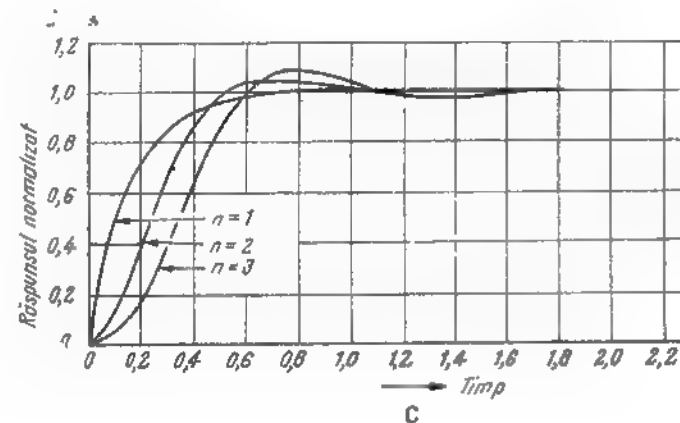
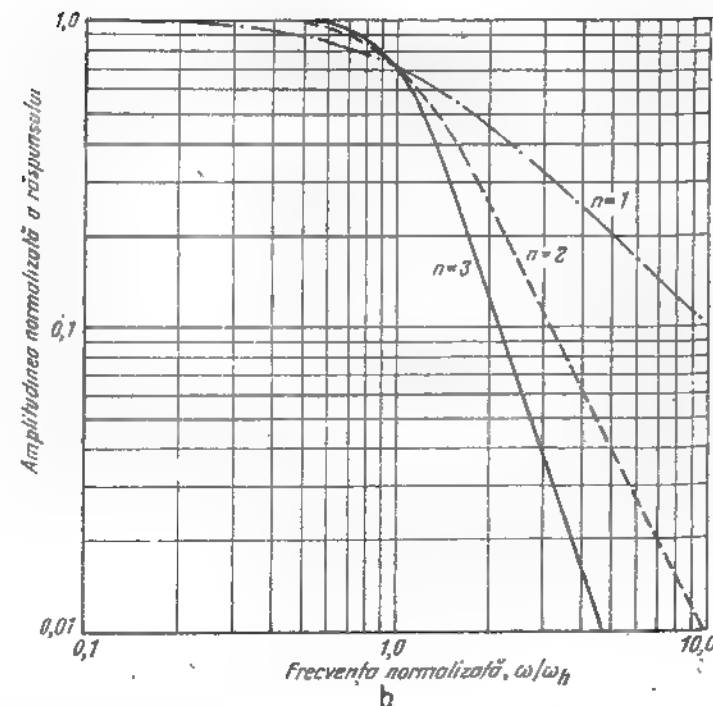


Fig. 19.12

¹⁾ Configurația Butterworth cu doi poli a fost luată în considerație pe scurt în § 17.2.3.

²⁾ V. bibliografia [19.2] și [19.3].

³⁾ O îmbunătățire ulterioară în lărgimea de bandă și desensibilizare s-ar obține dacă se acceptă virfuri în funcția de transfer. În acest caz, polii ar trebui așezați pe o elipsă și nu pe un cerc. Rezultă configurația unui filtru Cebîșev (v. bibliografia [19.4]).

În fig. 19.12, c, se include de asemenea răspunsul la semnal treaptă al unui filtru Butterworth cu trei poli. Virfurile supracreșterilor pentru cele trei cazuri sînt date în tabelul 19.2. Se observă că supracreșterea pentru un filtru cu trei poli este de numai 8,15 %, deși perechea complexă are $Q = 1$. Comparația cu fig. 19.4, b indică faptul că, avînd numai această pereche complexă, supracreșterea ar fi de aproximativ 11 %.

Tabelul 19.2

Supracreșterea în răspunsul la salt treaptă pentru filtrul Butterworth

Numărul de poli	Supracreșterea (%)
1	0
2	4,3
3	8,15

Deoarece sîntem în posesia unui ghid aproximativ pentru un răspuns acceptabil, se poate reveni pe scurt la determinarea relației dorite între localizarea polilor și parametrii amplificatorului cu reacție. În paragraful precedent s-a dat un exemplu de felul cum se poate fi stabilită această relație. În general se identifică coeficienții în expresia lui $A(s)$ (cei trei poli inferiori) :

$$A(s) = \frac{k}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (19.26)$$

cu coeficienții corespunzători (după dezvoltare) ai lui $A(s)$ exprimați în funcție de o anumită configurație particulară de poli,

$$A(s) = \frac{k}{(s - \gamma)(s - \alpha + j\beta)(s - \alpha - j\beta)} \quad (19.27)$$

Prin identificarea coeficienților, se obțin relațiile pentru b_2 , b_1 și b_0 în raport cu localizarea dorită a polilor. În tabelul 19.3 se dau relațiile de legătură pentru cîteva localizări de poli considerate frecvent, incluzînd filtrul Butterworth cu trei poli.

În anumite cazuri este posibil să se rezolve ecuațiile pentru b_2 , b_1 și b_0 explicit, pentru a obține relațiile pentru localizarea polilor, α , β , γ , în funcție de coeficienții polinomiali. Aceste relații sînt date în tabelul 19.4. Dîndu-se oricare două valori dintre b_2 , b_1 , b_0 , γ și α (sau relațiile de legă-

tură corespunzătoare) și fie Q -ul, fie unghiul* polilor se pot folosi tabelele 19.3 și 19.4 pentru a găsi restul parametrilor.

Tabelul 19.3

Coeficienții polinomiali în funcție de localizarea polilor*

Q -ul perechii complexe	Unghiul față de axa reală	b_2	b_1	b_0
0,5	0° (doi poli împreună)	$-(2\alpha + \gamma)$	$\alpha(\alpha + 2\gamma)$	$-\alpha^2\gamma$
0,707	$\pm 45^\circ$	$-(2\alpha + \gamma)$	$2\alpha(\alpha + \gamma)$	$-2\alpha^2\gamma$
1	$\pm 60^\circ$	$-(2\alpha + \gamma)$	$2\alpha(2\alpha + \gamma)$	$-4\alpha^2\gamma$
1	$\pm 60^\circ$ (Butterworth)	-4α	$8\alpha^3$	$-8\alpha^3$
∞	$\pm 90^\circ$	$-\gamma$	β^2	$-\gamma\beta^2$

* Simbolurile sînt definite în relațiile (19.26) și (19.27).

Tabelul 19.4

Localizările polilor în funcție de coeficienții polinomiali

Q -ul perechii complexe	Unghiul față de axa reală	Perechea complexă α	β	Poliul real γ
0,5	0° (doi poli împreună)	$3\alpha^2 + 2b_2 + b_1 = 0$	0	$-b_2 - 2\alpha$
0,707	$\pm 45^\circ$	$\left(x^2 + b_2 x + \frac{b_1}{2} = 0\right)$	α	$-b_2 - 2\alpha$
1	$\pm 60^\circ$	$-\frac{b_1}{2b_2}$	$\sqrt{3}\alpha$	$-b_2 - 2\alpha$
1	$\pm 60^\circ$ (Butterworth)	$-\frac{b_2}{4}$	$\sqrt{3}\alpha$	2α
∞	$\pm 90^\circ$	0	$\sqrt{b_1}$	$-b_2$

* Simbolurile sînt definite în relațiile (19.26) și (19.27).

Este important să se observe că ambele tabele au fost obținute folosind o normalizare specifică a polinomului de la numitor dat în ecuația (19.26). Așadar, tabelele sînt corecte numai dacă coeficientul lui s^3 în $A(s)$ a fost normalizat, fiind egal cu 1.

19.2.4. Compensarea prin modificarea rețelei de reacție

Revenind la amplificatorul cu reacție din § 19.2.2, este necesară o valoare a reacției substanțial mai mare decât $a_0 f_0$, egal cu 3,3, dacă se dorește obținerea unei desensibilizări corespunzătoare. În acest subparagraf și în următoarele se studiază căile de compensare a amplificatorului. Aceasta se realizează prin adăugarea de componente pasive de circuit fie amplificatorului de bază, fie rețelei de reacție pentru a schimba polii și zerourile lui a_f . Printr-o compensare adecvată, se poate crește $a_0 f_0$ menținând Q -ul perechii complexe la o valoare subunitară. O cale de a realiza acest deziderat este adăugarea de elemente reactive rețelei de reacție.

În acest paragraf se ilustrează faptul că prin adăugarea unui mic condensator C_f în paralel cu G_f (fig. 19.13, a) putem aduce o modificare importantă locului rădăcinilor și deci o îmbunătățire substanțială a performanțelor amplificatorului cu reacție.

Circuitul a al acestui amplificator (fig. 19.3, b) este același ca în fig. 19.10 b, cu excepția încărcării capacitive suplimentare de la intrare și ieșire. Acum există opt condensatoare în circuitul a, dar datorită existenței unei bucle de condensatoare nodurile V_5 și V'_6 , există numai șapte elemente independente de stocare a energiei. Deci, vor exista șapte frecvențe naturale. După cum se va vedea în curînd, valoarea lui C_f necesară pentru a compensa amplificatorul este foarte mică (fracțiuni de picofarad). Deci, C_f va adăuga un nou pol lui $a(s)$, la o frecvență foarte înaltă, dar va cauza o schimbare minoră în localizarea celorlalți poli. Deci, restul proiectării se va baza pe presupunerea că cei trei poli inferiori ai lui $a(s)$ sînt nemodificați de prezența lui C_f . Această presupunere, deși oarecum arbitrară în acest moment, va fi verificată pe calculator ca o concluzie a proiectării.

Se poate calcula funcția de transfer f prin analizarea fig. 19.13, c:

$$f(s) = \frac{I_L}{V'_0} = -(G_f + sC_f). \quad (19.28)$$

Dacă se aproximează $a(s)$ folosind numai cei trei poli inferiori, ca în relația (19.19 a), transmisia pe buclă va fi:

$$af(s) = \frac{-a_0 (9,67 \times 10^{-4}) (G_f + sC_f)}{(s + 0,0251)(s + 0,0943)(s + 0,409)}. \quad (19.29)$$

Transmisia pe buclă are acum un zero de valoare finită la:

$$s_f = -\frac{G_f}{C_f}.$$

Acest zero poate schimba profund forma locului rădăcinilor al amplificatorului.

Se poate schița locul rădăcinilor pentru polii lui $A(s)$ pentru câteva valori ale lui s_f . Dacă se presupune că $|s_f|$ este mai mare decât s_c , se obține locul rădăcinilor reprezentat în fig. 19.14a¹⁾. Din § 19.2.1 și regula 2

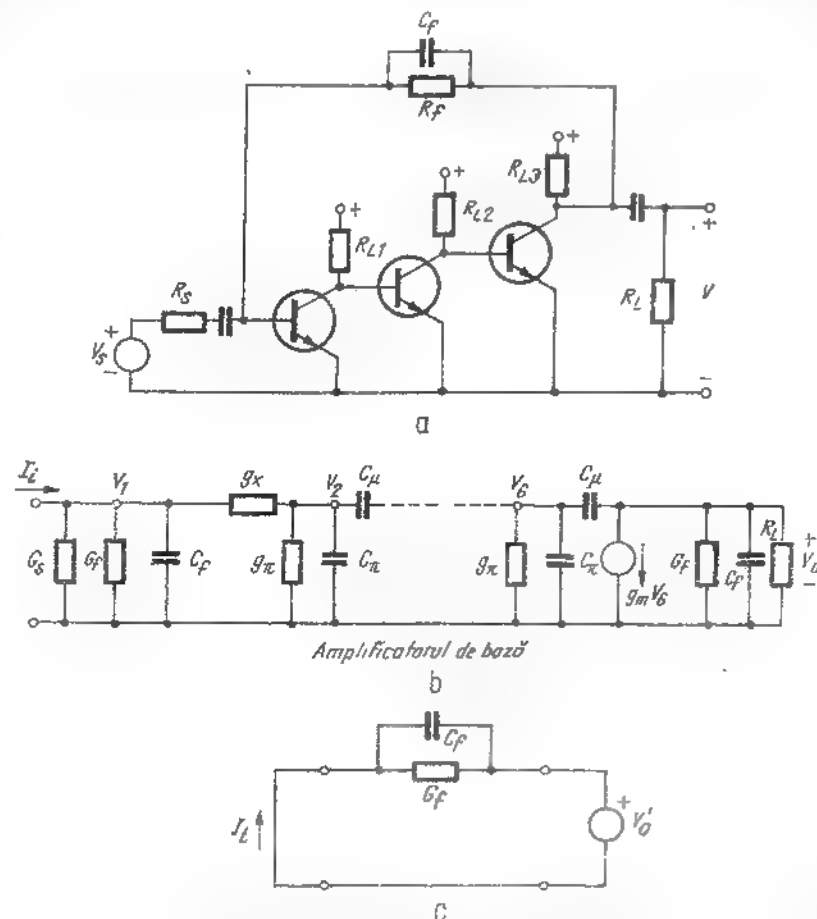


Fig. 19.13. Amplificator cu reacție cu C_f adăugat;

a - amplificator cu reacție cu C_f adăugat; b - circuitul a; c - circuit pentru calculul funcției de transfer f .

¹⁾ Pentru a calcula formal locul din fig. 19.14, și G_f și C_f trebuie să fie schimbați astfel încât produsul $R_f C_f$ să rămână constant cînd $a_0 f_0$ se schimbă. În felul acesta se poate modifica cantitatea de reacție în bandă păstrînd însă zeroul s_f fixat.

2 reiese clar că locul de pe axa reală va începe pe s_c și se va termina pe s_f . Ceilalți poli ai lui $A(s)$ se vor apropia și vor forma o pereche complexă.

Dacă se neglijează efectul de încărcare al lui C_f asupra circuitului α , distanța medie a polilor lui $A(s)$ față de axa $j\omega$ nu se schimbă datorită zeroului din reacție (v. problema P.19.2). Deci, deoarece polul s_3 se deplasează numai către s_f , asimptotele pentru perechea complexă, pentru valoare mare a reacției, trebuie să fie paralele cu axa $j\omega$, ca în figură.

Așadar, pentru o alegere corectă a lui s_f , acest loc nu trece niciodată în semiplanul drept. Amplificatorul cu reacție este totdeauna stabil (dacă se consideră numai efectele dominante) (v. problema P.19.3).

Fig. 19.14 a reprezintă funcția de transfer $G_s V_o / I_i$ obținută experimental folosind un amplificator¹⁾, similar celui din fig. 19.13, a cu $|s_f| \gg |s_c|$. Răspunsul prezintă un vîrf, indicînd că este dominat de perechea complexă. Localizarea polilor corespunzători este arătată pe locul rădăcinilor.

Dacă se alege G_s / C_f , astfel încît s_f să se afle între s_b și s_a , se obține reprezentarea din fig. 19.14, b. Deoarece s_3 se deplasează în interior atunci cînd reacția crește, perechea de poli complecși se deplasează către exterior față de axa j .

Această alegere a lui s_f duce la o localizare a polilor mai bună decît aceea din fig. 19.14, a.

Dacă s_f se deplasează mai mult către axă imaginară, astfel încît ajunge între s_a și s_b , se obține locul cu aspectul din fig. 19.14, c. În acest caz regula 2 cere ca polul cel mai mic să rămînă pe axa reală, iar ceilalți doi poli să se despartă de axă pentru a forma o pereche complexă. Răspunsul în frecvență este dominat acum de polul real inferior deci banda este considerabil mai îngustă decît în cazul anterior. Dacă se aplică o reacție suficient de puternică pentru a duce perechea complexă suficient de departe de axa reală, va apare o cocoasă în răspunsul în frecvență ca în fig. 19.14, c. Totuși, deoarece această cocoasă va apare peste frecvența limită superioară ea nu îmbunătățește lărgimea de bandă a amplificatorului.

Deplasînd s_f sub valoarea lui s_a , răspunsul se deteriorează în continuare cum se poate vedea fie din locul rădăcinilor, fie din răspunsul în frecvență din fig. 19.14, d.

Rezultă că trebuie să existe o localizare optimă pentru s_f , undeva între s_b și s_c . O alegere excelentă, care produce o lărgime de bandă maximă, fără vîrfuri, cere selecționarea poziției lui s_f și a lui $\alpha_o f_o$ pentru a plasa cei 3 poli inferiori ai lui $A(s)$ într-o configurație de filtru Butterworth cu

¹⁾ Acest amplificator poate fi folosit ca bază pentru o demonstrație experimentală de curs asupra compensării (v. § 19.4).

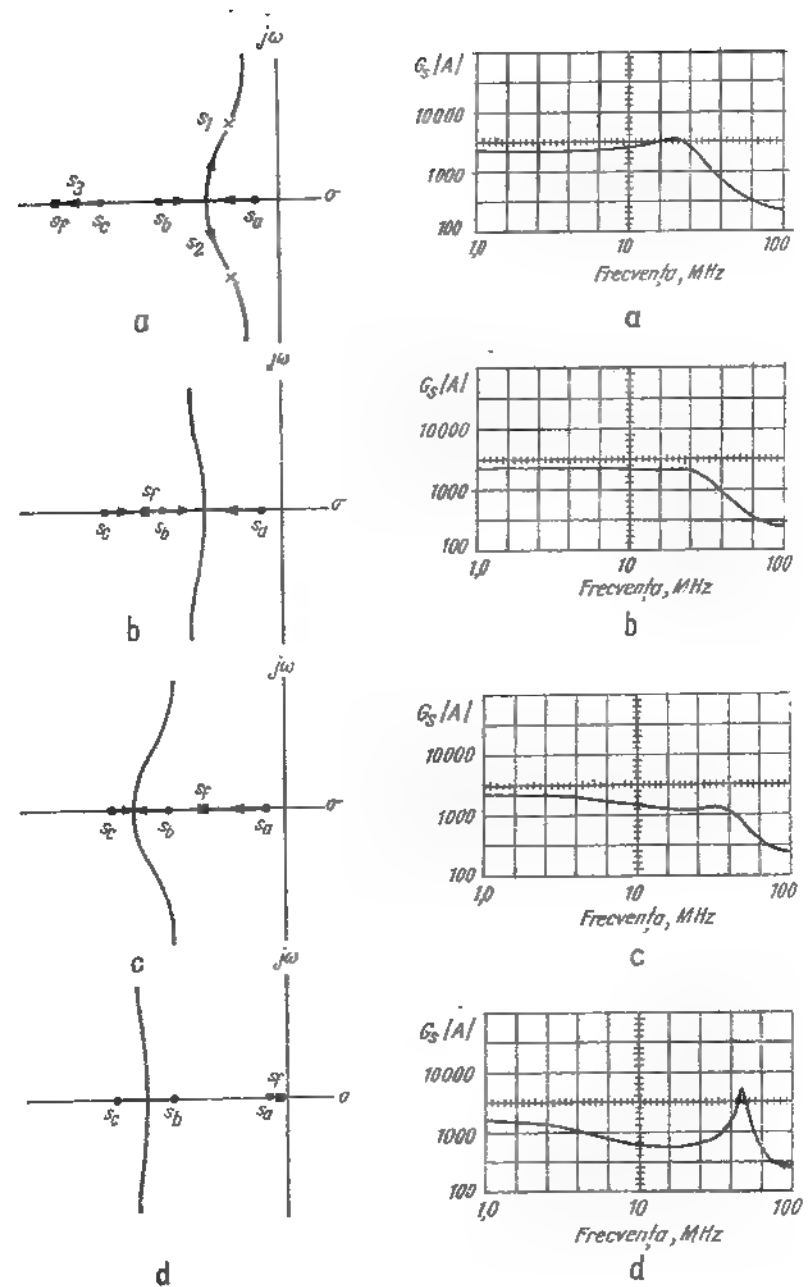


Fig. 19.14. Locul rădăcinilor și răspunsul în frecvență măsurat pentru diverse valori ale lui s_f .

trei poli. Aceasta înseamnă că se vor alege s_i și $a_0 f_0$ astfel încît $A(s)$ să fie de forma :

$$A(s) = \frac{K}{(s - 2\alpha)(s - \alpha + j\sqrt{3}\alpha)(s - \alpha - j\sqrt{3}\alpha)} \quad (19.30)$$

Se știe, din relația (19.19) și (19.29) că :

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{a_0(9,67 \times 10^{-4})}{(s + 0,0251)(s + 0,0943)(s + 0,409) - a_0(9,67 \times 10^{-4})(G_f + sC_f)} = \\ &= \frac{a_0(9,67 \times 10^{-4})}{s^3 + 0,528s^2 + s(0,0516 - 9,67 \times 10^{-4}a_0G_f) - 9,67 \times 10^{-4}(1 + a_0G_f)} \end{aligned} \quad (19.31)$$

(Notați că, zeroul s , nu apare ca un zero în funcția de transfer globală, chiar dacă este prezent în transmisia pe buclă). Prin identificarea coeficienților din dezvoltarea numitorului relației (19.30) cu ai numitorului relației (19.31), se determină cele trei necunoscute C_f , G_f , α . Relațiile cerute sînt date în tabelele 19.3 și 19.4. Folosind tabelul 19.4 se găsește că :

$$\alpha = -\frac{b_2}{4} = -\frac{0,528}{4} = -0,132 \text{ ns}^{-1}.$$

Deci cei trei poli inferiori ai lui $A(s)$ vor fi, în unități de ns^{-1} :

$$\begin{aligned} s_1 &= -0,132 + j 0,228 \\ s_2 &= -0,132 - j 0,228 \\ s_3 &= -0,264. \end{aligned}$$

Din tabelul 19.3 se găsește că :

$$b_0 = -8\alpha^3 = 18,4 \times 10^{-3}.$$

Deci, din relația (19.31) se determină transmisia pe buclă necesară pentru a produce configurația Butterworth :

$$a_0 f_0 = -a_0 G_f = \frac{18,4 \times 10^{-3}}{9,67 \times 10^{-4}} - 1 = 18,2.$$

Pentru filtrul Butterworth, $\omega_a = |s_3|$, astfel încît frecvența limită superioară a amplificatorului cu reacție este 264 Mrad/s. Comparația cu rezultatele din § 19.2.2 indică faptul că adăugarea lui C_f a adus o creștere a desensibilizării de la 4 la 20 și o creștere a lărgimii de bandă de la 19 la 41 MHz. De asemenea, răspunsul în frecvență nu va avea virfuri, în timp ce amplificatorul din § 19.2.2 va avea o ușoară supracreștere.

Pentru a determina G_f , se reamintește că :

$$a_0 = -354 \text{ k}\Omega.$$

Deci

$$G_f = \frac{18,2}{354} = 0,051 \text{ mS}.$$

Pentru a calcula C_f , se găsește din tabelul 19.3 că

$$b_1 = 8\alpha^2 = 0,139.$$

Deci din ecuația (19.31)

$$C_f = \frac{0,139 - 0,0516}{354 \times 9,67 \times 10^{-4}} = 0,255 \text{ pF}$$

$$s_f = -G_f/C_f = -0,20 \text{ ns}^{-1}.$$

Valoarea acestei capacități este foarte mică, comparabilă cu capacitățile parazite ale circuitului. De aceea se impune reprojectarea rețelei de reacție. Înainte de a face aceasta, se verifică proiectarea cu ajutorul calculatorului.

Pentru a verifica proiectarea, s-au rezolvat ecuațiile la noduri ale rețelei întregului amplificator cu reacție (fig. 19.13, a) cu s_f fixat la valoarea $-0,20 \text{ ns}^{-1}$, folosind diverse valori ale transmisiei pe buclă, incluzînd și valoarea $a_0 f_0 = 18,2$. Rezultatele, care sînt prezentate în tabelul 19.5 și reprezentate grafic în fig. 19.15, sînt într-o bună concordanță cu rezultatele aproximative, confirmînd, cel puțin pentru acest caz, presupunerile inițiale asupra faptului că proiectarea poate fi efectuată luînd în considerație numai cei trei poli inferiori ai lui $a(s)$ (v. problema P.19.4) și că acești poli nu sînt schimbați de prezența lui C_f (v. problema P.19.5). Se observă o îmbunătățire substanțială a locului și deci a lărgimii de bandă, produse desigur de către compensare.

Pentru a obține valori mai practice pentru elementele rețelei de reacție, se combină reacția de înaltă frecvență cu cea de joasă frecvență necesară stabilizării punctului static de funcționare (fig. 19.16). Rezistențele R_2

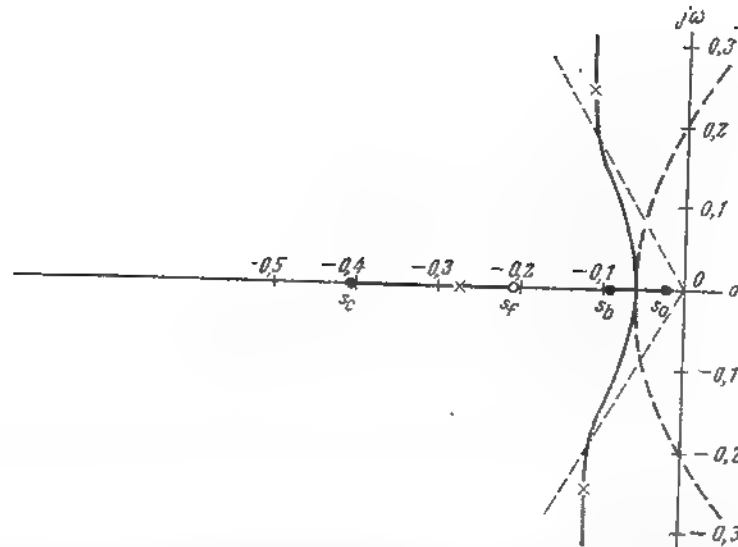


Fig. 19.15. Locul rădăcinilor celor trei poli inferiori ai lui $A(s)$ pentru diverse valori ale reacției RC (datele în tabelul 19.5). Pozițiile polilor indicați sînt pentru $G_f = 0,051$ mS, $C_f = 0,255$ pF. Curbele cu linie punctată reprezintă locul amplificatorului necompensat din fig. 19.11.

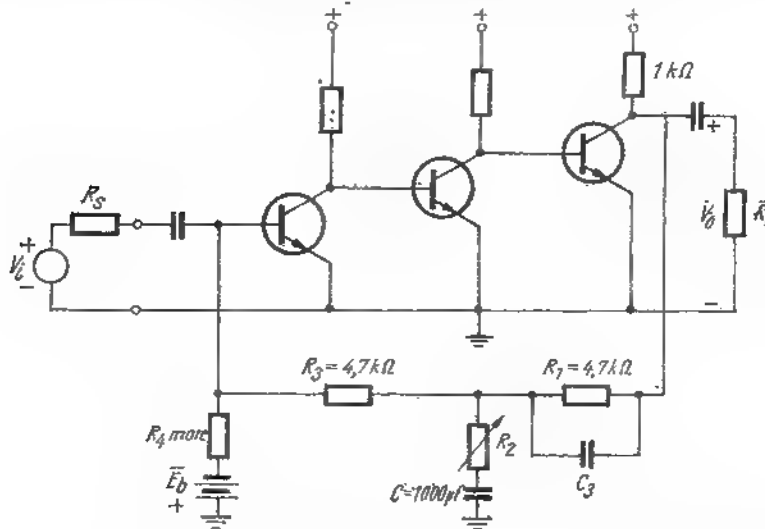


Fig. 19.16. Rețea cu reacție nod-nod cu elemente de valori practice.

și R_8 formează un divizor de curent, care atenuează semnalul de reacție și deci permite folosirea unei valori mai mari pentru C_f (v. problema P.19.6 pentru determinarea relației dintre C_f și C_3). Fig. 19.14 reprezintă curbele de răspuns ale unui amplificator de acest tip. Se obține o lărgime

Tabelul 19.5

Poli lui $A(s)$ calculați cu ajutorul calculatorului pentru diverse valori ale reacției RC . Zeroul din reacție este menținut la valoarea $s_f = -0,20$ ms⁻¹ (Unitățile sînt: picofarazi, miliohm și nanosecunde)

Rețeaua de reacție	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7
$C_f = 0$ $G_f = 0$	0,025	0,084	-0,409	-9,55	-18,22	28,56	—
$C_f = 0,051$ $G_f = 0,0102$	-0,075	-j0,082	-0,374	-9,32	-18,22	-28,56	-503,5
$C_f = 0,255$ $G_f = 0,051$	-0,121	±j0,240	-0,260	8,45	-18,18	-28,55	-112,3
$C_f = 0,51$ $G_f = 0,102$	0,123	-j0,382	-0,225	-7,48	-18,14	-28,54	-64,3

de bandă mare și un răspuns plat, (fig. 19.14,b) alegînd valori optime ale lui R_2 și C_3 . Acest optim se referă la faptul că elementele necesită mici reglaje datorită capacităților parazite ale cablajelor și valorilor dispersate ale parametrilor tranzistoarelor.

19.2.5. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază

A doua cale de compensare a unui amplificator cu reacție, cu scopul obținerii unei mai mari desensibilizări, este de a adăuga un condensator amplificatorului de bază, pentru a deplasa polul cel mai de jos al lui $a(s)$ mult mai departe față de ceilalți poli, adică apropiindu-l mult de origine, pe semiaxa reală, negativă. Ca o concluzie a discuției precedente asupra locului rădăcinilor, rămîne aceea că se poate folosi o valoare mult mai mare a transmisiei pe buclă înainte ca cei doi poli, cei mai mici, să se despartă, formînd o pereche complexă (v. problema P.19.7).

Un loc adecvat pentru adăugarea unui astfel de condensator este indicat în fig. 19.17 (v. problema P.19.8). Adăugînd pe C_1 celui de-al doilea etaj, după cum s-a arătat, poli lui $a(s)$ se schimbă într-o oarecare măsură dacă C_1 este mult mai mare decît $C_{\mu 2}$, atunci C_1 va da naștere, probabil,

constantei de timp în circuit deschis cu valoare dominantă, a circuitului α . Deci

$$\Sigma \tau_{j0} \approx -C_1 R_T \quad (19.32)$$

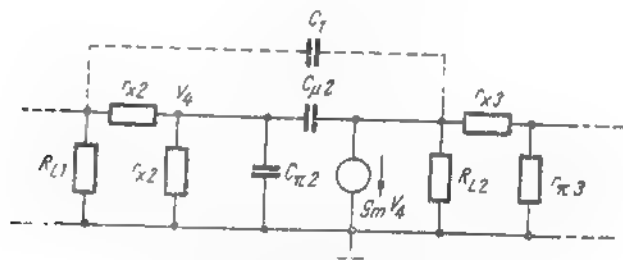


Fig. 19.17. Adăugarea unui condensator de compensare, etajului al doilea al amplificatorului.

unde R_T este rezistența în circuit deschis văzută la bornele lui C_1 (v. § 15.2). Mai mult, se știe din relația (15.43) că:

$$\frac{1}{s_a} + \frac{1}{s_b} + \dots + \frac{1}{s_f} = -\Sigma \tau_{j0} \quad (19.33)$$

Dacă C_1 este suficient de mare pentru a produce un pol care să fie mult mai mic decât ceilalți, acest pol va domina suma din relația (19.32) și deci, combinând ultimele două relații, se obține:

$$\frac{1}{s_{j0s}} \approx -C_1 R_T \quad (19.34)$$

Această relație este foarte utilă pentru calculul de proiectare într-o primă aproximație.

Pentru verificarea corectitudinii ecuației (19.34), se va adăuga un condensator de 50 pF (de douăzeci de ori mai mare decât $C_{\mu 2}$), între baza și colectorul tranzistorului T_2 , ca în fig. 19.10. Un calcul simplu al rezistenței în circuit deschis văzută la bornele lui C_1 , folosind fig. 19.17 și metodele din § 15.2, duce la

$$R_T = 5900 \, \Omega$$

(v. problema P.19.9). Deci, din ecuația (19.34):

$$s_{j0s} \approx -\frac{1}{5,9 \times 50} = -0,0034 \, \text{ns}^{-1}.$$

Acest rezultat aproximativ poate fi verificat calculând polii lui $a(s)$ când C_1 este inclus în circuitul α . Un astfel de calcul duce la următoarele rezultate (în ns^{-1})

$$s'_a = -0,003$$

$$s'_b = -0,192$$

$$s'_c = -0,402$$

$$s'_d = -1,71$$

$$s'_e = -9,85$$

$$s'_f = -22,3$$

Se observă că rezultatul din relația (19.43) concordă cu o aproximație de 10% cu valoarea lui s'_a determinată cu ajutorul calculatorului (se observă de asemenea, că există numai șase poli, deși s-a adăugat un nou condensator deoarece $C_{\mu 2}$ formează o buclă ca în fig. 19.10 b).

Compararea frecvențelor naturale listate mai sus, pentru circuitul α nemodificat (v. pag. 191) indică faptul că s-a reușit deplasarea polului, cel mai mic înspre interior (în cazul de față s-a micșorat de 10 ori). Deci este posibil să se crească a_{of} și desensibilizarea în mod substanțial, avînd Q -ul unei perechi complexe a lui $A(s)$. Acest fapt reiese clar din locul rădăcinilor (fig. 19.5), deoarece acum polul inferior trebuie să se deplaseze mult mai mult pe axa reală înainte de a-l întâlni pe s_a pentru a forma o pereche complexă.

Localizarea lui C_1 în așa fel încît să micșoreze valoarea polului cel mai mic, s_a , al amplificatorului original, mai degrabă decât s_b sau s_c , prezintă un avantaj distinct, deoarece în felul acesta se realizează o separare maximă între polii s'_a și s'_b ai amplificatorului compensat (v. problema P.19.10.). Deci condensatorul C_1 trebuie adăugat, dacă este posibil, etajului care contribuie la formarea lui s_a . Deși nu există o corespondență biunivocă între constantele de timp în circuit deschis și frecvențele naturale, este însă evident că cea mai mare constantă de timp în circuit deschis este cel mai aproape corelată cu polul inferior. De exemplu, la limită, avînd

o singură constantă de timp dominantă și un singur pol dominant, se știe din relația (19.34) că:

$$\frac{1}{s_{jos}} = \tau_{dominant} \quad (19.35)$$

Deci este rezonabil să se adauge un condensator C_1 aceluia etaj al amplificatorului care prezintă cea mai mare constantă de timp. În cazul de față, acest etaj este al doilea, deoarece rezistența sursei care comandă pe T_1 și rezistența de sarcină a lui T_2 sînt suficient de mici pentru a face ca aceste etaje să aibă o bandă largă (v. problema P.19.11).

Calcululele standard asupra locului rădăcinilor, nu se arată foarte eficiente pentru alegerea lui C_1 , deoarece polii lui $a(s)$ se schimbă radical cu valoarea lui C_1 . Dacă cititorul are posibilitatea folosirii calculatorului on-line, o metodă iterativă este cea mai rapidă cale de abordare a problemei. Se calculează mai întii frecvențele naturale ale amplificatorului cu reacție, folosind reacția rezistivă dorită ($R_f = 5000 \Omega$ în exemplul de față) și o valoare pentru C_1 cu unu sau două ordine de mărime mai mare decît $C_{\mu 2}$. Dacă Q -ul perechii complexe este încă prea mare, atunci se mărește C_1 . Ar putea fi utilă o reprezentare grafică a „locului rădăcinilor” cu ajutorul calculatorului, soluție în care se păstrează R_f constant și se variază C_1 . Se observă totuși, că acest loc nu respectă multe din regulile standard din § 19.2.1 (v. problema P.19.12).

Proiectarea de tipul amintit mai sus este mult mai simplă de realizat, folosind metodele diagramelor Bode și de aceea va fi detaliată în cap. 20. Totuși, se observă, de asemenea, că folosirea lui C_1 pentru obținerea unei transmisii mari pe buclă, are un dezavantaj important. Lărgimea de bandă a amplificatorului a fost redusă substanțial, astfel încît proprietățile datorate desensibilizării amplificatorului cu reacție se manifestă într-o bandă de trecere mult mai mică (v. problema P.19.13).

După cum s-a menționat în § 19.1, proiectanții amplificatoarelor operaționale moderne utilizează adesea tehnici de compensare similare acelea din fig. 19.17, obținînd circuite în care un pol este cu cinci sau șase ordine de mărime mai mic decît ceilalți¹⁾. Aceasta se realizează avînd un etaj diferențial de intrare cu amplificare mică și deci de bandă largă, urmat de un amplificator de amplificare foarte mare, a cărui bandă este îngustată prin adăugarea unei capacități de la ieșire la intrare. Acest amplificator este urmat de un amplificator de putere de bandă largă.

Dacă amplificatorul operațional are numai un pol dominant, cum s-a considerat mai sus, atunci el acceptă valori foarte mari ale reacției rezistive, fără pericol de instabilitate. De fapt, multe dintre amplificatoarele pe acest gen sînt stabile chiar cînd ieșirea se leagă direct la intrare

¹⁾ V. bibliografia [19.6].

(v. problema P.18.25). Dacă amplificatorul este stabil, se poate ignora problema stabilității și pe de altă parte, proiectarea circuitului de reacție se poate face prin metodele simple discutate în cap. 18 (v. relațiile 18.5 și 18.36).

19.2.6. Modificarea lui a și a lui f

Prin folosirea unui circuit RC paralel în rețeaua de reacție, se realizează în § 19.2.4. o lărgire a benzii și un răspuns plat. Dar transmisia pe buclă optimă era 18,2 dînd deci o desensibilizare de 19. Pentru a obține valoarea dorită de 70, cum s-a specificat inițial, este necesar să se combine tehnicile discutate în § 19.2.4 și 19.2.5. Mai întii se adaugă un condensator mic C_f între colectorul și baza lui T_2 pentru a despărți polii și apoi se adaugă un condensator mic C_f în paralel cu rezistența de reacție pentru a curba locul rădăcinilor, îndepărtîndu-l de axă. Rezultatele obținute pe calculator pentru o astfel de compensare sînt rezumate în tabelul 19.6.

Tabelul 19.6

Polii lui $A(s)$ calculați cu ajutorul calculatorului pentru $G_f = 0,2$; se compensează atît rețeaua de reacție (C_f), cît și amplificatorul de bază (C_1) (Unitățile de măsură sînt: piceofarazi, miliohm și nanosecunde)

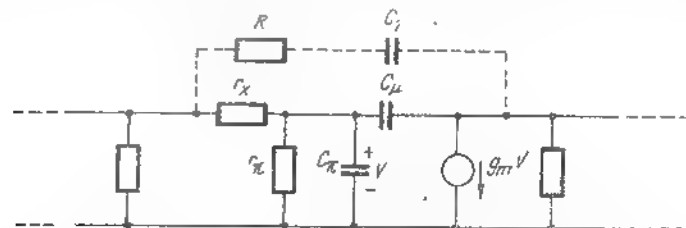
Compensarea	s_1	s_2	Q -ul polului cel mai mic	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7
$C_f = 0, \quad C_1 = 0$	+ 0,058	$\pm j0,32$	—	-0,65	-9,64	-18,22	-28,56	—
$C_f = 0, \quad C_1 = 50$	-0,029	$\pm j0,172$	3,1	-0,54	-1,71	-9,67	-22,31	—
$C_f = 0,5, \quad C_1 = 50$	-0,075	$\pm j0,189$	1,34	-0,40	-1,71	-7,62	-22,18	-65,4
$C_f = 1, \quad C_1 = 50$	-0,147	$\pm j0,239$	0,95	-0,207	-1,70	-6,12	-22,04	-41,9

Fără compensare ($C_f = 0$; $C_1 = 0$) amplificatorul cu reacție are poli în semiplanul drept (v. § 19.2.2). Adăugînd un condensator $C_1 = 50$ pF tranzistorului T_2 , se realizează deplasarea polilor în semiplanul stîng, dar perechea complexă are în continuare un Q prea mare. Deci, în continuare se compensează rețeaua de reacție adăugînd $C_f = 0,5$ pF în paralel cu R_f . Cum era de așteptat, perechea complexă se îndepărtează de axa imaginară; dar tabelul 19.6 indică faptul că Q este încă prea mare. O încercare ulterioară duce totuși la o constelație satisfăcătoare de poli. Cu valoarea $C_f = 1$ pF, Q -ul perechii complexe este mai mic decît unu, deci polii au argumente mai mici decît 60° (sub razele ce pleacă la 60°) (v. problema P.19.14); acum s-a obținut desensibilizarea dorită, în valoare de 70.

19.2.7. Compensarea prin adăugarea de zerouri lui $a(s)$

O altă tehnică pentru compensarea amplificatoarelor cu reacție este de a introduce zerouri în funcția de transfer $a(s)$ a amplificatorului de bază. Dacă s-a adăugat un condensator amplificatorului (v. fig. 19.17), se poate obține un zero adițional prin simpla introducere a unei rezistențe R în serie cu C_1 , cum înfățișează fig. 19.18.

Acest circuit produce un zero în funcția de transfer a lui $a(s)$ apropiat de $s = -1/RC$ și de asemenea un pol. Efectul zeroului este similar cu cel al zeroului din rețeaua de reacție, analizat în § 19.2.4, cu excepția faptului că zeroul lui $a(s)$ apare de asemenea ca un zero al lui $A(s)$.

Fig. 19.18. Tehnica de adăugare a unui zero lui $a(s)$

Se pot produce și zerouri complexe în funcția $a(s)$, prin folosirea de circuite RLC ca o sarcină de șuntare între etaje. Capacitatea tinde să deplaseze frecvența naturală cea mai joasă, mai aproape de origine. Circuitul RLC este acordat pentru a crea o pereche de zerouri care suprimă efectul polilor cu Q mare în răspunsul amplificatorului de reacție.

19.2.8. Rezumat

Înainte de a introduce alte exemple de reacție, se rezumă procedeul de proiectare al amplificatoarelor cu reacție, care au impus specificații asupra amplificării pe buclă închisă A_o , desensibilizarea $1 + a_o f_o$ etc. Mai întâi se alege topologia de reacție necesară pentru a îndeplini obiectivele impuse, cum ar fi rezistență de intrare mare, sau un curent de ieșire constant. În continuare se calculează valorile pentru a_o și f_o necesare pentru a îndeplini specificațiile asupra amplificării pe buclă și a desensibilizării,

$$a_o = A_o(1 + a_o f_o) \quad (19.36 a)$$

iar dacă $a_o f_o$ este mare,

$$f_o \approx \frac{\text{desensibilizarea}}{a_o} \approx \frac{1}{A_o}. \quad (19.36 b)$$

Se poate realiza acum o primă proiectare la frecvențe medii a circuitului a (amplificatorul de bază completat cu rezistența sursei, rezistența de sarcină și încărcarea datorită reacției).

Pasul următor este să se afle dacă amplificatorul propus va avea răspunsuri acceptabile în domeniul frecvenței și regim tranzitoriu, calculând polii și zerourile funcției $A(s)$, amplificarea globală cu buclă închisă avînd reacție rezistivă. Un criteriu acceptabil pentru un răspuns tranzitoriu acceptabil este acela ca toți polii să se afle sub razele îndreptate la 45° (Q mai mic decît 0,7). În cel mai rău caz, un astfel de amplificator va avea o supracreștere în răspuns la semnal treaptă de 4,3 (v. fig. 19.4, b), iar supracreșterea va fi considerabil mai mică dacă există un pol pe axa reală în vecinătatea perechii complexe. Un alt criteriu pentru un răspuns în frecvență acceptabil este de a avea polii sub liniile radiale de 60° , adică a avea Q mai mic decît unu. Amplificatorul va avea o supracreștere de maximum 6% în răspunsul în frecvență, iar această cocoasă va fi mai mică dacă va exista un pol adiacent pe axa reală (v., de exemplu, filtrul Butterworth discutat în § 19.2.3).

Dacă polii calculați nu îndeplinesc criteriul de mai sus (și cele mai multe amplificatoare cu mai mult de 3 etaje și reacție rezistivă nu-l îndeplinesc), se calculează polii lui $a(s)$, neglijînd încărcarea datorată reacției, se schițează locul rădăcinilor pentru polii dominanți și se compensează fie $a(s)$ fie $f(s)$, cum s-a descris în subparagrafele precedente. Ar fi desigur foarte bine să se sintetizeze un amplificator a care să aibă anumite localizări prescrise pentru poli, dar din păcate circuitul a prezintă capacități intercuplate, astfel încît un astfel de procedeu de proiectare este foarte complicat.

Schițarea locului rădăcinilor bazată pe conceptele polilor dominanți ai lui $a(s)$ prezintă două aproximații importante. Prima, este aceea că polii nedominanți au o anumită influență în locul rădăcinilor. A doua este aceea că polii lui $a(s)$ nu sînt constanți cum s-a presupus, ci sînt ei înșiși funcții de rezistența de reacție R_o , datorită efectelor de încărcare ale circuitului a de către rețeaua de reacție. Ambele aproximații au fost ignorate în exemplul precedent pentru motive întemeiate: polii înalți sînt mai mari cu cel puțin două ordine de mărime decît polul cel mai mic, iar rezistența de reacție este de cel puțin de o sută de ori mai mare decît R_o și R_L . S-ar putea ca în alte exemple să fim mai puțin norocoși; v. de exemplu § 19.3.2. Se va arăta, totuși, că deși se fac anumite aproximații în procesul de proiectare, acestea nu au un efect negativ, deoarece, în final se va verifica soluția cu ajutorul calculatorului.

19.3. EXEMPLE DE PROIECTARE

Pentru a fixa dezvoltarea teoretică asupra studiului stabilității amplificatoarelor bazat pe locul rădăcinilor, sunt prezentate în acest paragraf încă două exemple de proiectare. Pentru simplitate, ambele se referă la amplificatoare ce au fost discutate.

19.3.1. Reacție buclă-bucă

Se va completa în continuare proiectarea amplificatorului cu reacție buclă-bucă din fig. 19.19 a introdusă în § 18.4.3. Reamintim valorile obținute:

$$R_s = 1000 \, \Omega$$

$$R_L = 50 \, \Omega$$

$$A_o = \frac{I_o}{V_s} = 2 \, \text{S}$$

$$a_{of_0} \approx 50.$$

Rezultă că:

$$a_o = \frac{I_o'}{V_s} = 100 \, \text{S}$$

$$f_o = \frac{V_L}{I_o'} = R_o = 0,5 \, \Omega.$$

O alegere posibilă a parametrilor tranzistoarelor este:

$$\beta_o = 50$$

$$r_{\pi} = 250 \, \Omega$$

$$r_x = 25 \, \Omega$$

$$g_m = 0,2 \, \text{S}.$$

Se va presupune în mod arbitrar că $C_{\pi} = 500 \, \text{pF}$ și $C_{\mu} = 5 \, \text{pF}$ pentru toate tranzistoarele. Se pune problema să se proiecteze o rețea de reacție (R_o completată cu o rețea de reacție adecvată), astfel încât întreg amplificatorul să aibă un răspuns în frecvență plat și o desensibilizare de 50. O metodă de abordare a acestei probleme este de a se calcula poliul lui $a(s)$ și de a se schița locul rădăcinilor: apoi, folosind tabelele 19.3 și 19.4, se proiectează rețeaua de reacție și se plasează poliul lui $A(s)$ în locul dorit. Dacă configurația de poli rezultată nu este satisfăcătoare, se poate aplica o compensare adecvată folosind metode iterative.

Rezultatele calculelor efectuate pe calculator, asupra polilor lui $A(s)$, bazate pe circuitul echivalent la semnal mic din fig. 19.19, b sunt prezentate în tabelul 19.7 (v. problema P.19.14). Având $R_o = 0,5 \, \Omega$, necesar pentru a îndeplini specificațiile cu privire la A_o și a_{of_0} , $A(s)$ are o pereche de poli complecși foarte apropiați de axa imaginară în semiplanul stîng, deci ampli-

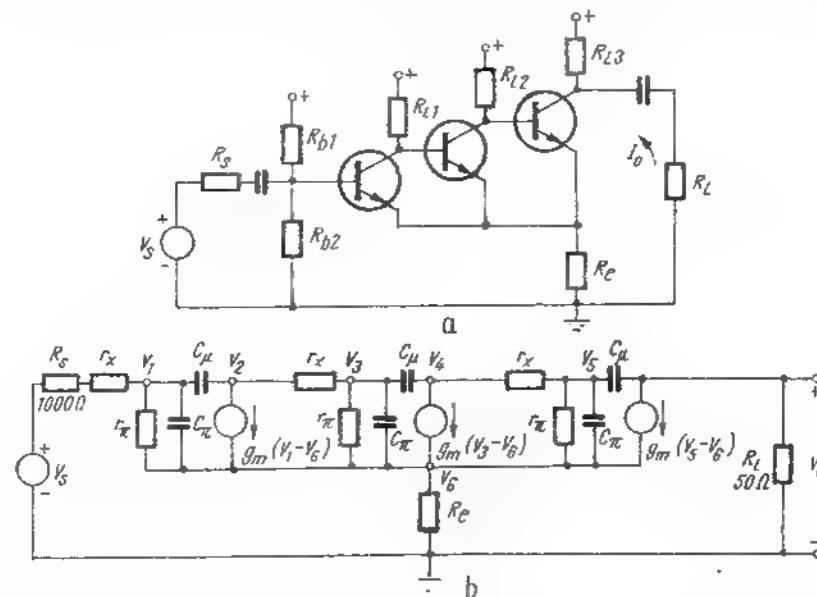


Fig. 19.19. Amplificator cu reacție de tip buclă-bucă (a) și modelul de frecvență medie și înaltă, presupunând R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} , R_{b1} și R_{b2} suficient de mari pentru a fi neglijate (b)

ficatorul este aproape instabil. Pentru a obține un răspuns plat în frecvență, fără a compensa pe a sau f , trebuie folosită o valoare mult mai mică pentru R_o , să zicem o cincime din valoarea prezentă. Pentru $R_o = 0,1 \, \Omega$, se vede din tabelul 19.7 că amplificatorul este într-adevăr stabil și că răspunsul este acum dominat de o pereche de poli complecși cu $Q \approx 1,3$. Pentru $R_o = 0,05 \, \Omega$ se obține o pereche complexă cu Q ceva mai mic decât unu. Deci, ne-am putea aștepta la un răspuns în frecvență cu bucla închisă cu o ușoară cocoșă avînd o bandă

$$\omega_n \approx 0,003 \, \text{Grad/s}$$

(v. problema P.19.15).

Este clar că nu se pot obține și un răspuns plat și o desensibilizare de 50 folosind numai reacția rezistivă. De aceea, pentru a avea un ajutor în calculele ulterioare privind compensarea se calculează și frecvențele naturale ale circuitului din fig. 19.19 avînd $R_o = 0$ (excluzînd din determinant rîndul și coloana corespunzătoare lui V_6). Rezultatele se găsesc tot în tabelul 19.7. Locul rădăcinilor bazat pe datele din tabelul 19.7 a fost reprezentat în fig. 19.20.

Tabelul 19.7

Polii lui $A(s)$ pentru fig. 19.19 pentru diverse valori ale rezistenței de reacție R_g (Unitățile sunt inverse de nanosecunde)

	$R_g = 0,5 \Omega (a_0 f_0 = 50)$	$R_g = 0,1 \Omega (a_0 f_0 = 10)$	$R_g = 0,05 \Omega (a_0 f_0 = 5)$	$R_g = 0$ (Polii lui $a(s)$)
s_1	$-0,005 + j0,116$	$-0,022 + j0,052$	$-0,024 + j0,035$	$s_a = -0,007$
s_2	$-0,005 - j0,116$	$-0,002 - j0,052$	$-0,024 - j0,035$	$s_b = -0,047$
s_3	$-0,401$	$-0,368$	$-0,363$	$s_c = -0,357$
s_4	$-8,01$	$-8,04$	$-8,04$	$s_d = -8,05$
s_5	$-12,15$	$-12,15$	$-12,15$	$s_e = -12,15$
s_6	$-15,25$	$-15,25$	$-15,25$	$s_f = -15,25$

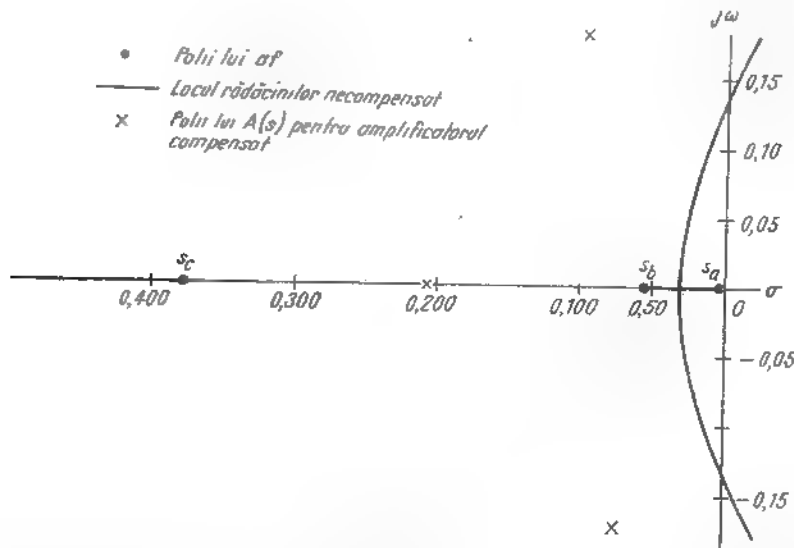


Fig. 19.20. Locul rădăcinilor pentru reacție rezistivă buclă-bucă aplicată ca în fig. 19.19. Se indică de asemenea polii lui $A(s)$ care pot fi obținuți printr-o compensare adecvată. Unitatea de măsură ns^{-1} .

O cale relativ simplă de compensare a acestui amplificator este de a adăuga un zero rețelei de reacție, conform celor discutate în § 19.2.4 (v. problema P.19.16). Reamintim din § 18.4.3 că circuitul f pentru această configurație este o transimpedanță pură:

$$f = z_{rf} = \frac{V_t}{I_o} = R_g. \quad (19.17)$$

Deci, adăugarea unui zero lui z_{rf} se realizează prin inserarea unei inductanțe cu R_g . Din fig. 19.21 se constată că pentru această rețea de reacție compensată:

$$f = \frac{V_t}{I_o} = R_g + sL. \quad (19.38)$$

Deci, avem un zero la:

$$s_f = \frac{-R_g}{L}. \quad (19.39)$$

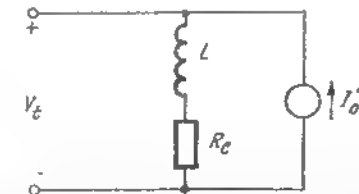


Fig. 19.21. Circuit pentru calcularea funcției de transfer f .

Din acest moment, proiectarea este identică în principiu cu aceea discutată în § 19.2.4 și se optează pentru plasarea zeroului între s_b și s_c , cum este arătat de către locul rădăcinilor și curbele de răspuns din fig. 19.14; concret, pentru acest amplificator dorim să plasăm s_f undeva între $-0,047$ și $-0,357 \text{ ns}^{-1}$. O localizare mai exactă poate fi determinată dacă se aplică relațiile din tabelele 19.3 și 19.4, dar adesea o primă estimare bazată pe „distanța medie” a celor trei poli inferiori (regula 4 modificată), conduce la rezultate foarte rapid convergente. Se vede din tabelul 19.7 că distanța medie a celor trei poli inferiori ai lui $c(s)$ față de axa imaginară este

$$\text{distanța medie} = \dots \frac{0,416}{3}$$

(v. problema P.19.17). Deci, pentru configurația Butterworth cu trei poli dorim ca:

$$s_1 = -0,102 - j0,175$$

$$s_2 = -0,102 + j0,175$$

$$s_3 = -0,205.$$

(Acest calcul este același ca cel utilizat pentru găsirea lui α , β și γ din tabelul 19.4). Deoarece în locul rădăcinilor, s_3 se deplasează de la s_0 la s_f (v. fig. 19.14, b) se știe acum că s_f trebuie să fie între $-0,047$ și $-0,205$. Deci, o primă aproximație este $s_f = -0,1 \text{ ns}^{-1}$. Din relația (19.39) valoarea cerută pentru L este (kiloohmii, microsecunde și microhenri):

$$L = -\frac{R_g}{s_f} = \frac{0,5 \times 10^{-3}}{0,1} = 5 \times 10^{-3} \mu\text{H}$$

(care este inductanța unui fir scurt de sîrmă).

218 19. RĂSPUNSUL STAȚIONAR ȘI TRANZITORIU AL AMPLIFICATORULUI CU REACȚIE

Pentru calculator va trebui utilizată o rutină de reducere, ușor modificată datorită prezenței inductanței în circuit. Detaliile sînt incluse în anexa D. Rezultatele acestor calcule sînt prezentate în tabelul 19.8. Zero-ul este plasat prea în interior pe semiaxa reală negativă, astfel încît s_0 s-a apropiat și el mult de axa j , forțînd pe s_1 și s_2 să fie prea în exterior.

Tabelul 19.8

Poliul $\Delta(s)$ pentru trei valori diferite ale zero-ului rețelei de reacție s_f (Unitățile sînt inverse de nanosecunde)

	$s_f = -0,1$ $L = 0,005 \mu\text{H}$	$s_f = -0,125$ $L = 0,004 \mu\text{H}$	$s_f = -0,11$ $L = 0,0045 \mu\text{H}$
s_1	$-0,114 + j0,144$	$-0,078 + j0,130$	$-0,097 + j0,135$
s_2	$-0,114 - j0,144$	$-0,078 - j0,130$	$-0,097 - j0,135$
s_3	$-0,161$	$-0,238$	$-0,198$
s_4	$-6,96 + j5,56$	$-8,20 + j5,71$	$-7,45 + j5,65$
s_5	$-6,96 - j5,56$	$-8,20 - j5,71$	$-7,45 - j5,65$
s_6	$-11,9$	$-11,9$	$-11,9$
s_7	$-15,1$	$-15,1$	$-15,1$

Observație: Aceste date nu formează un loc al rădăcinilor propriu-zise.

A doua estimare este aceea pentru $s_f = -0,125 \text{ ns}^{-1}$, dar aceasta scoate pe s_3 prea în afară. Interpolînd între aceste două rezultate, se alege $s_f = -0,11$ ($L = 4,5 \text{ nH}$). Pentru aceste valori, se obțin rezultate diferite cu cel mult $\pm 10\%$ față de cele prevăzute mai sus. Cei trei poli inferiori, pentru această proiectare, au fost adăugați în fig. 19.20 pentru a facilita comparația cu proiectul necompensat. Lărgimea de bandă a acestui amplificator este, datorită configurației Butterworth cu trei poli:

$$\omega_b = |\gamma| = |s_3| = 0,20 \text{ Grad/s.}$$

Deci, s-a obținut o îmbunătățire de șase ori a lărgimii de bandă față de cea a amplificatorului necompensat, de la 4,8 la 32 MHz, obținînd în plus desensibilizarea dorită în valoare de 50. Deși aceste calcule sînt suficient de convingătoare, nu se vor materializa încă într-un circuit real deoarece inductanța parazită este de ordinul de mărime a inductanței necesare pentru compensare. Deci, o realizare practică de acest tip va fi probabil compensată, sau poate supra-compensată, de efectele inductive parazite.

Se notează că distanța medie a celor trei poli inferiori față de axa imaginară rămîne constantă deși s-a adăugat inductanța. Pe de altă parte, distanța medie a tuturor celor șapte poli nu rămîne constantă pe măsura variației lui L , deoarece regula 4 nu se aplică direct atunci cînd este schimbat un element al rețelei de reacție.

19.3.2. Amplificator cu reacție cu comparare pe buclă și eșantionare în nod

Se va încerca proiectarea unei rețele de reacție pentru un amplificator cu comparare pe buclă și eșantionare în nod. Caracteristicile în bandă ale acestui circuit au fost discutate în § 18.6, dar s-a atras atenția că vom întîlni dificultăți cînd vom încerca despărțirea circuitului echivalent la înaltă frecvență în a și b .

Un amplificator simplu cu două etaje de acest tip este arătat în fig. 19.22, a și circuitele echivalente la frecvență medie și înaltă sînt prezentate în fig. 19.22, b . Se presupune că parametrii tranzistoarelor sînt:

$$r_{\pi} = 250 \Omega$$

$$g_m = 0,4 \text{ S}$$

$$r_o = 25 \Omega$$

$$C_{\pi} = 100 \text{ pF}$$

$$C_{\mu} = 10 \text{ pF.}$$

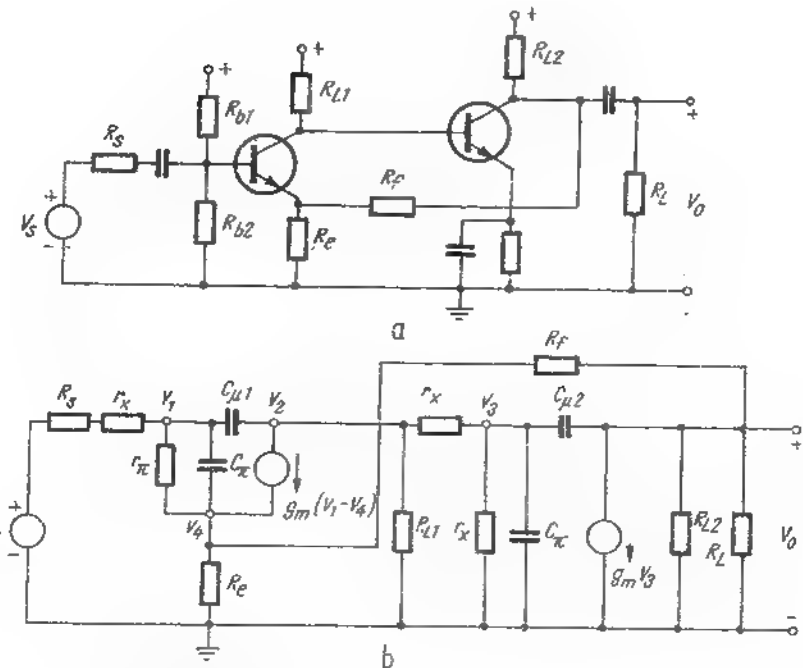


Fig. 19.22. Amplificator cu comparare pe buclă și eșantionare în nod.

De asemenea, se presupune că $R_s = 100 \Omega$, $R_{L1} = R_{L2} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{e1} = 250 \Omega$ și $R_{e2} = 10 \Omega$ (v. problema P.18.17 pentru comentarii asupra alegerii lui R_{e1}). Se impune proiectarea unei rețele de reacție pentru a obține o valoare maximă a desensibilizării fără nici o oscilație în răspunsul tranzitoriu.

Circuitul echivalent la semnal mic din fig. 19.22, b, are doi poli la frecvență relativ scăzută (s_1 și s_2) și doi poli la o frecvență relativ înaltă (s_3 și s_4). Deoarece răspunsul va fi dominat de s_1 și s_2 , specificațiile pentru răspunsul tranzitoriu cer ca acești doi poli să rămână pe axa reală.

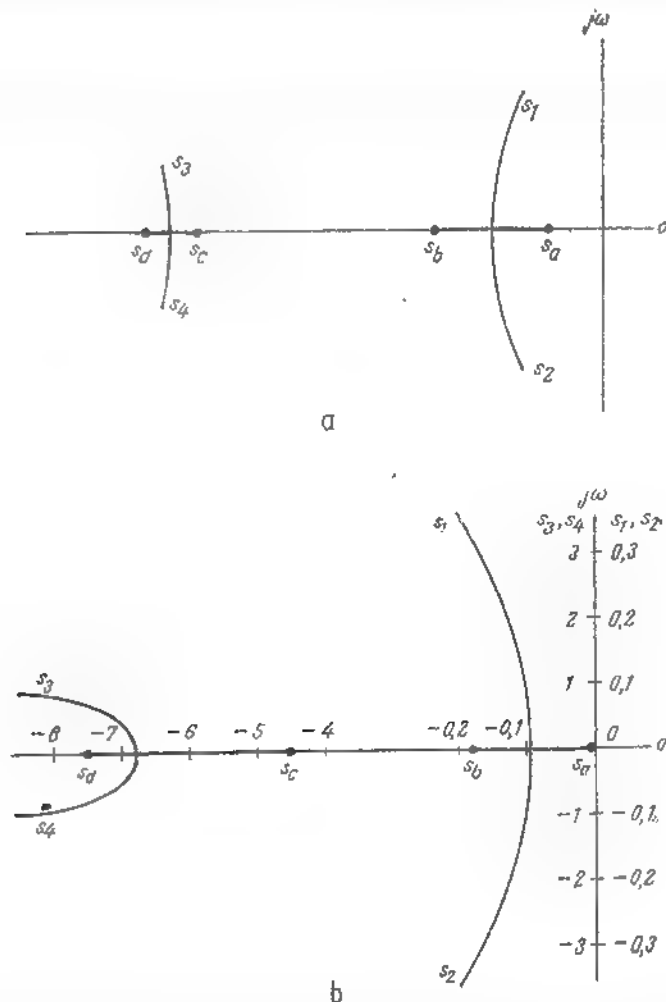


Fig. 19.23. Locul rădăcinilor pentru un amplificator simplu cu patru poli, cu reacție rezistivă în care $a(s)$ și f_0 sînt presupuse complet independente (a); b — locul real al rădăcinilor pentru amplificatorul din fig. 19.22, pentru valori variabile ale lui R_f . Unitățile de măsură sînt ns^{-1} . Se observă schimbarea de scară pentru s_3 și s_4 .

Impunînd această constrîngere, se obține maximum de desensibilizare atunci cînd s_1 și s_2 sînt coincidenți, adică în punctul de despărțire a locului de axa reală.

Deoarece nici desensibilizarea și nici amplificarea în bandă A_0 nu au fost specificate în această proiectare, nu avem nici o estimare inițială pentru R_f . Utilizînd un calculator rapid se poate folosi cu multă eficacitate metoda iterativă de soluționare a problemei. Se presupun pentru R_f valori de 100 R_0 și 1000 R_0 , se calculează polii lui $A(s)$ și apoi se compară cu configurația de poli dorită. O schițare rapidă a locului rădăcinilor (fig. 19.23, a) va arăta în ce sens trebuie modificat R_f : dacă cei doi poli inferiori sînt complecși, se reduce reacția pînă cînd cei doi poli sînt reali, dar nu egali, se crește reacția prin micșorarea lui R_f .

O abordare oarecum mai științifică este de a se găsi polii lui $a(s)$ pentru R_f infinit și din aceste date se estimează valoarea lui R_f pentru a da cei doi poli coincidenți ai lui $A(s)$. Circuitul a, determinat pe această bază în § 18.6, este arătat în fig. 19.24, a. Se reamintește, totuși, că acest fapt nu este corect în sensul strict, datorită prezenței lui $C_{\mu 1}$. Nu mai există o relație independentă simplă între curenții surselor, curenții de intrare al circuitului a și al circuitului de intrare a rețelei de reacție; așadar, se formează un circuit a cu anumite deosebiri. În mod cert, este de așteptat să apară o anumită inexactitate în calculul locului rădăcinilor.

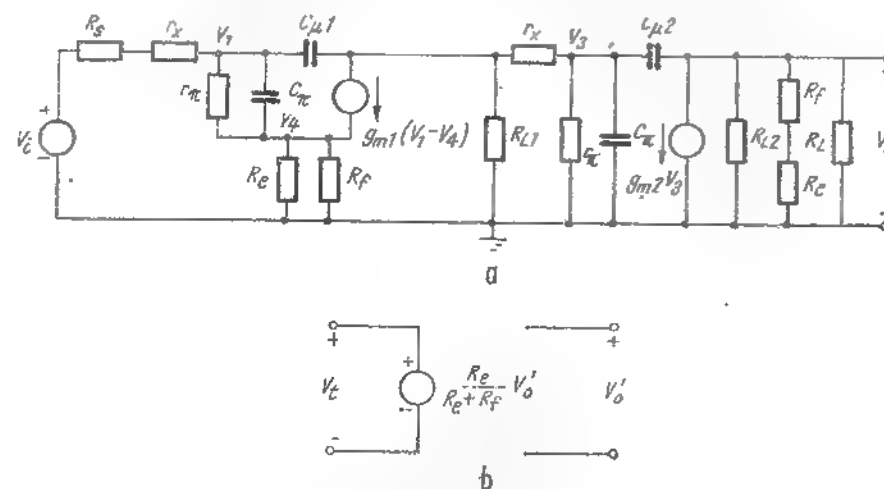


Fig. 19.24. Circuitele a și f pentru amplificatorul din fig. 19.22:

a — circuitul a; b — circuitul f.

Frecvențele naturale ale circuitului a din fig. 19.24, a, calculate cu $R_f = \infty$ și cu valorile elementelor rămase specificate mai sus sînt (în nanosecunde⁻¹):

$$\begin{aligned} s_1 &= -0,0049 & s_2 &= -4,55 \\ s_3 &= -0,182 & s_4 &= -7,49 \end{aligned}$$

(v problema P.16.15). Așa cum era de așteptat, s_1 și s_2 sînt la o frecvență mult mai înaltă decît s_3 și s_4 . Deci, conform regulii 5, cei doi poli înalți ai lui $A(s)$, s_3 și s_4 , vor rămîne relativ fixați.

În timp ce poli inferiori, s_1 și s_2 , se vor apropia unul de celălalt și vor forma o pereche complexă. Într-o primă aproximație, se va lucra numai asupra acestor doi poli inferiori. Pe această bază:

$$a(s) \approx \frac{a_0 (0,00089)}{(s + 0,0049)(s + 0,182)}$$

și

$$A(s) \approx \frac{a_0 (0,00089)}{(s + 0,0049)(s + 0,182) + (0,00089) a_0 f_0} =$$

$$= \frac{a_0 (0,00089)}{s^2 + 0,187s + (0,00089)(1 + a_0 f_0)}$$

Pentru a obține desensibilizarea maximă, fără supracreșteri în răspunsul tranzitoriu dorim ca poliul lui $A(s)$ să fie coincidenți

$$A(s) = \frac{k}{(s - \alpha)^2} = \frac{k}{s^2 - 2\alpha s + \alpha^2}$$

Identificând coeficienții corespunzători, se obține:

$$\alpha = -0,00935 \quad a_0 f_0 = 8,82.$$

Amplificarea a_0 în bandă, calculată din fig. 19.24, a cu presupunerea că R_f este infinit, este:

$$a_0 = \frac{V_o}{V_i} = 1130$$

(v. problema P.16 1b). Din fig. 19.24, b,

$$f_0 = \frac{R_e}{R_e + R_f} = \frac{8,82}{1130} = 0,0078.$$

Deci

$$R_f = 1270 \Omega;$$

un rezultat pe calculator al poliilor lui $A(s)$ pentru $R_f = 1270 \Omega$ duce la:

$$s_1 = -0,069 \quad s_2 = -4,64$$

$$s_3 = -0,127 \quad s_4 = -7,48.$$

Ne-am îndepărtat destul de mult de obiectivul inițial al poliilor coincidenți, dar din câteva iterații asupra soluțiilor de pe calculator, folosind valori descrescătoare pentru R_f , pentru a obține o reacție mai mare, vom obține rezultatul dorit. De fapt, o reducere de 10% a lui R_f va duce la configurația de poli dorită, ca în tabelul 19.9.

Tabelul 19.9

Poliul lui $A(s)$ pentru valori crescătoare ale rețelei amplificatorului din fig. 19.22 (v. graficul din fig. 19.23, b)
(Unitățile sînt ns^{-1})

R_f k Ω	s_1	s_2	s_3	s_4
∞	0,0049	0,182	-4,55	7,49
2	-0,038	0,154	4,61	-7,48
1,27	-0,069	-0,127	-4,64	7,48
1,1	0,098	$\pm j0,01$	-4,65	-7,48
0,5	-0,105	$-j0,096$	4,77	7,47
0,1	-0,142	$\pm j0,244$	5,66	7,35
0,05	-0,174	$\pm j0,313$	-6,94	$\pm j0,411$

Din ecuația (15.17) banda rezultantă va fi

$$\omega_h \approx \frac{0,098}{\sqrt{2}} = 0,069 \text{ Grad/s}$$

sau

$$f_h = 11 \text{ MHz.}$$

Desensibilizarea este aproximativ 10.

Ca și în exemplele precedente, lărgimea de bandă a acestui amplificator poate fi crescută și mai mult dacă se acceptă ca poliul lui $A(s)$ să se desprindă de pe axa reală, pentru a forma o pereche Butterworth. Din tabelul 19.9, valoarea lui R_f necesară pentru a obține această configurație de poli este $R_f = 500 \Omega$. Banda va fi de aproximativ 23 MHz (v. problema P.19 18). O creștere în continuare a benzii poate fi realizată adăugînd un condensator mic de compensare (cîțiva picofarazi) în paralel cu R_f .

Rezultatele tipice pentru un amplificator cu două etaje ¹⁾ cu tranzistoare ieftine, 2N 3563, cu o schemă ca în fig. 19.22, sînt reprezentate în fig. 19.25. Răspunsul pentru $R_f = 0$ (fig. 19.25a), indică faptul că lărgimea benzii fără reacție este de aproximativ 7 sau 8 MHz. Cînd R_f este ajustat pentru a permite un răspuns maximum plat ca în fig. 19.25 b, banda crește la aproximativ 60 MHz. Cînd se adaugă un condensator nîc în paralel cu R_f , ca în fig. 19.25, d, este posibil să se obțină un răspuns plat de la frecvențe joase pînă la peste 100 MHz.

Rezultatele de la calculator din tabelul 19.9 s-au reprezentat grafic sub forma locului rădăcinilor în fig. 19.23, a. Între acest loc și cel original.

¹⁾ V. § 19.4 pentru detalii de măsurare.

schitat în fig. 23, *a*, conform cu polii lui $a(s)$, există o deosebire pronunțată. Figura 19.23, *b* pune în evidență faptul surprinzător că acest amplificator este întotdeauna stabil (dacă se ignorează efectele parazite, indiferent cât de mare este reacția, deoarece pe măsură ce R , scade, polii lui $A(s)$ se deplasează, în realitate, înspre exteriorul axei imaginare).

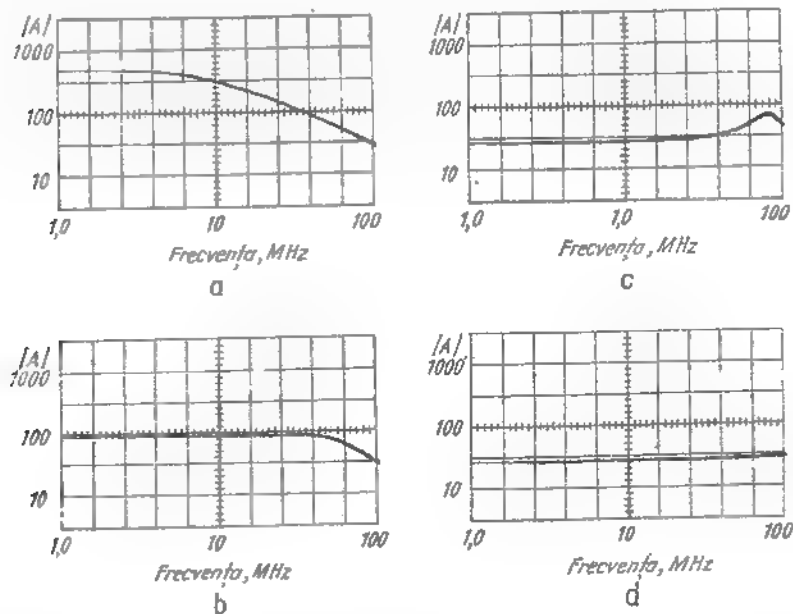


Fig. 19.25. Fotografiiile oscilogramelor amplificatorului din fig. 19.22.

Imprecizia locului rădăcinilor reprezentat în fig. 19.23, este datorată următorilor doi factori independenți: mai întâi, după cum s-a menționat, conceptul de bază al despărțirii circuitului din fig. 19.22, *b* în circuitul a și f ca în fig. 19.24, este o soluție discutabilă datorită existenței capacității C_{u1} .

În al doilea rând, efectul de încărcare al lui R_2 asupra circuitului a nu este neglijabil în acest caz, astfel că polii lui a nu rămân fixați pe măsură ce valoarea reacției crește. Efectele de încărcare ale amplificatoarelor cu două etaje sînt de obicei mai serioase decît ale amplificatoarelor cu trei sau mai multe etaje. Numai cu două etaje, α_0 este de obicei mai mic, astfel încît f_0 trebuie să fie în mod corespunzător mai mare pentru a realiza desensibilizarea cerută. O valoare mare a lui f_0 implică totdeauna o încărcare mai mare a nodului de ieșire (v. problema P.19.19).

19.4. DEMONSTRAȚIILE EXPERIMENTALE LA CURS

Se adaugă amplificatorului cu reacție (amplificatorul din fig. 19.16) un detector de vîrf ca cel din fig. 19.26. Deoarece frecvențele cerute pentru acest experiment pot fi de ordinul a 100 MHz, detectorul trebuie montat pe același șasiu ca și amplificatorul. Se fac apoi conexiunile pentru restul echipamentului, ca în fig. 19.26. Sînt necesare amplificatoare logaritmice¹⁾ pentru a produce reprezentări grafice în scară dublu logaritmică. Pentru o reglare corectă a aparatelor se poziționează osciloscopul pe o sensibilitate de 10 dB/diviziune verticală și pe orizontală avînd scale de 1 MHz la stînga, 10 MHz la centru și 100 MHz la dreapta.

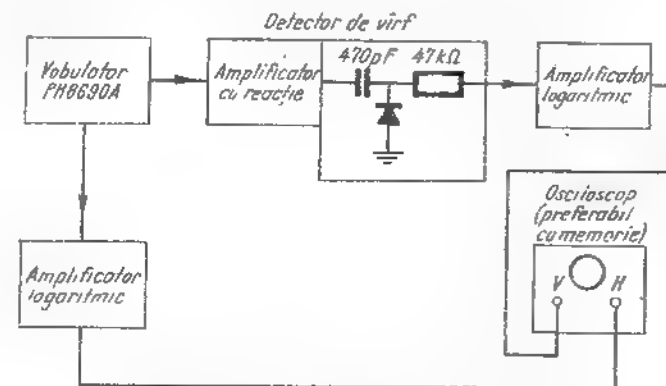


Fig. 19.26. Schema-bloc pentru demonstrația experimentală de curs.

Presupunînd că se testează amplificatorul din fig. 19.16, se alege R_2 egal cu zero pentru a avea o reacție de c.a. egală cu zero și se trasează curba de răspuns. Dacă se folosește osciloscopul cu memorie, păstrați această imagine. Repetați experiența pentru valori crescătoare ale reacției rezistive, adică măriți valoarea lui R_2 ($C_2 = 0$). În fig. 19.27, *a* pot fi văzute rezultatele tipice ale citorva experimentări (rezultatele au fost suprapuse). Rețineți corespondența între reprezentările acestora și configurația de poli pentru locul rădăcinilor. Creșteți pe R_2 pînă cînd amplificatorul devine instabil.

¹⁾ Pentru o variantă de proiectare, v. bibliografia [19.5].

Repuneți pe R_2 la o valoare pentru care se obține o ușoară cocoasă și apoi creșteți pe C_3 . Din nou, este util osciloscopul cu memorie, deși nu este esențial. Fig. 19.27, a și 19.14 sînt reprezentări tipice ale rezultatelor.

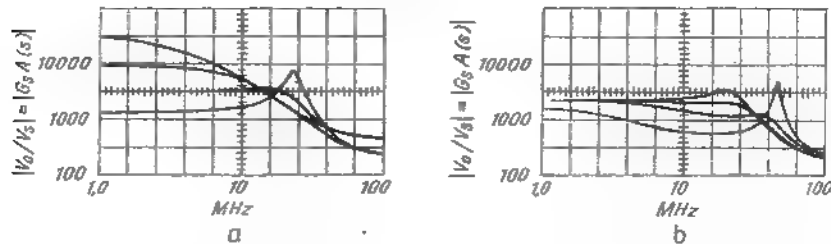


Fig. 19.27. Fotografii ale oscilogramelor pentru demonstrația experimentală de curs din fig. 19.26 și 19.16.

BIBLIOGRAFIE

- 19.1. Truxal, J. *Control engineers' handbook*. New York, McGraw-Hill, 1958.
- 19.2. Vailey, G. E., Wallman, H. *Vacuum tube amplifiers*. New York, McGraw-Hill, 1948.
- 19.3. Mason, S.J., Zimmermann, H.J. *Circuits, signals and systems*. New York, Wiley, 1960.
- 19.4. Kuo, F. F. *Network analysis and synthesis*. New York, Wiley, 1962.
- 19.5. Giles, J. N. *Linear integrated circuits applications handbook*. În: Fairchild Semiconductor, 1967.
- 19.6. Wilder, R. J. *A new monolithic operational amplifier design*. În: National Semiconductor TP-2, August, 1968.
- 19.7. Pederson, D.O. *Electronic circuits* (ediție preliminară). New York, McGraw-Hill 1965.

PROBLEME

P 19.1. Să se determine pentru amplificatorul cu reacție din § 19.22 (fig. 19.10) transmisia pe buclă la frecvențe medii, desensibilizarea și valoarea lui R_f cerută pentru a determina amplificatorul să intre în instabilitate (v. pag. 191).

P 19.2. Să se calculeze poliul lui $a(s)$ pentru circuitul a (fig. 19.13, b), incluzînd efectul de încărcare al lui $C_f = 0,255$ pF, $G_f = 0,054$ mS. Să se compare distanța medie a celor trei poli inferiori ai lui $a(s)$, pentru acest calcul, cu valoarea corespunzătoare din § 19.2.4, calculată neglijînd pe C_f . Să se comenteze efectul încărcării datorat lui C_f (v. pag. 200).

P 19.3. Să se estimeze valoarea zeroului s_z în bucla de reacție (fig. 19.13), care va asigura faptul că amplificatorul este stabil pentru toate valorile transmisiei pe buclă la frecvențe medii (v. pag. 200).

P 19.4. Tabelul 19.5 arată că atunci cînd se adaugă un condensator de compensare unui amplificator cu trei etaje (fig. 19.13), amplificatorul are șapte frecvențe naturale. Să se explice de ce. Verificați valoarea distanței medii la axa imaginară cînd reacția este modificată. Este aceasta constantă? Repetați pentru primii patru poli inferiori și separat, pentru primii trei poli și comentați (v. pag. 207).

P 19.5. Să se calculeze poliul lui $a(s)$ pentru circuitul a din fig. 19.13 incluzînd efectele lui C_f și G_f . Să se folosească valorile lui C_f și G_f din tabelul 19.5. Faceți verificări pentru a vedea cum aceste schimbări modifică poliul lui $a(s)$ (v. pag. 207).

P 19.6. Pentru valorile rezistențelor date în fig. 19.16, să se determine valorile lui C_3 și R_2 care vor avea același efect ca și $C_f = 0,255$ pF, $G_f = 0,054$ mS (fig. 19.13) (v. pag. 207).

P 19.7. Un anumit amplificator are reacție rezistivă și un circuit a cu următoarea funcție de transfer

$$a(s) = \frac{10^5}{(s+2)(s+2)(s+2)}$$

a) Cît de mare poate fi f_0 fără a se produce instabilitatea?

b) Să se deplaseze unul din poliul lui $a(s)$ către axa imaginară la $s_p = -1/50$. Cît de mare poate fi acum f_0 fără a se produce instabilitatea. Explicați prin schițarea locului rădăcinilor în fiecare caz (v. pag. 207).

P 19.8. Să se arate că pentru un condensator de o anumită valoare, polul inferior al lui $a(s)$ din fig. 19.10, b este deplasat mai departe în raport cu ceilalți poli dacă C_1 este conectat cum se indică, decît dacă ar fi fost conectat între bază și masa tranzistorului al doilea (v. pag. 207).

P 19.9. Să se calculeze rezistența în circuit deschis văzută la bornele lui C_1' (fig. 19.10). Să se substituie valorile numerice din fig. 19.10 pentru a verifica valoarea lui R_T calculată la pag. 208.

P 19.10. Să se încerce adăugarea unui condensator de 50 pF între bază și colector în amplificatorul cu reacție din fig. 19.10, mai întîi la T_1 , apoi la T_2 și în sfîrșit la T_3 . Să se calculeze poliul lui $a(s)$ în fiecare caz și să se schițeze locul rădăcinilor. Din aceste reprezentări să se spună dacă se poate obține o desensibilizare mai mare decît cea obținută în § 19.2.5. Să se verifice estimarea făcută, alegînd valoarea lui R_f dată de testul pe calculator asupra polilor lui $A(s)$ pentru a obține desensibilizarea maximă și răspuns plat în frecvență (v. pag. 209).

P 19.11. Există un motiv foarte puternic pentru a nu adăuga un condensator de compensare de la baza la colectorul unui etaj de ieșire al unui amplificator cu reacție, motiv independent de problema constantelor de timp discutate în § 19.2.5 și problema P.19.10. Explicați (v. pag. 210).

P 19.12. Să se calculeze și să se reprezinte locul polilor lui $A(s)$ pentru diferite valori ale lui C_1 în amplificatorul din fig. 19.10. Păstrați $R_f = 5$ kΩ. Estimați valoarea lui C_1 pentru a produce o pereche de poli ai lui $A(s)$ cu Q unitar (v. pag. 210).

P 19.13. Să se estimeze lărgimea de bandă a circuitului a din fig. 19.10, cu și fără condensatorului de compensare de 50 pF. Să se comenteze efectul lui C_1 asupra desensibilizării (v. pag. 210).

P 19.14. Tabelul 19.6 indică faptul că un răspuns „satisfăcător” (în cazul de față, perechea complexă are Q subunitar), poate fi obținut adăugînd un condensator de 50 pF, C_1 , între baza și colectorul tranzistorului T_2 ca în fig. 19.10, și de asemenea, adăugînd un condensator C_f de 1 pF în paralel cu rezistența R_f . Această alegere a lui C_1 și C_f nu este neapărat cea optimă. Să se facă comentarii asupra posibilităților de alegere C_1 contra C_f . Dacă este posibil, folosiți un calculator pentru a găsi alte combinații de C_1 și C_f și dați răspunsul dorit. Care este cea mai bună alegere; de ce?

P 19.15. Pentru amplificatorul din § 19.3.1 (fig. 19.19), să se calculeze ω_h din poli, lui $A(s)$ dați în tabelul 19.7 pentru $R_o = 0,05$ Ω. Verificați, deci, rezultatele date la pag. 215.

P 19.16. Amplificatorul din § 19.3.1 (fig. 19.19) poate fi de asemenea compensat prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază ca în § 19.2.5. Care este valoarea capacității care întrunește specificațiile de la începutul § 19.3.1 (v. pag. 216)?

P 19.17. Să se folosească rezultatele de la calculator din tabelul 19.8 pentru a verifica conceptul de „distanța medie față de axa j'' ”, pentru amplificatorul cu reacție din fig. 19.19, compensat de inductanța L în serie cu R_0 (v. pag. 217).

P 19.18. Dându-se funcția de transfer a lui $a(s)$ ca în § 19.3.2, să se proiecteze rețeaua de reacție din fig. 19.22 pentru a obține configurația Butterworth cu doi poli pentru funcția de transfer pe buclă închisă $A(s)$. Să se compare lărgimea de bandă și desensibilizarea cu proiectarea din § 19.3.2.

P 19.19. Să se separe cei doi factori care conduc la inacuratețea locului rădăcinilor pentru circuitul din fig. 19.22; mai întâi se va presupune $g_m = 20$ S pentru al doilea tranzistor, pentru a reduce efectul încărcării lui R_f . Apoi faceți $C_{\mu 1} = 0$ la primul tranzistor pentru a elimina inacuratețea circuitului a . În fiecare caz să se calculeze locul rădăcinilor și să se compare cu locul prescris (fig. 19.23, a) (v. pag. 224).

P 19.20. Presupunând tranzistoare ideale ($C_{\pi} = C_{\mu} = 0$), în fig. 18.29 să se schițeze locul rădăcinilor pentru acest amplificator. Explicați de ce proiectantul a plasat rețeaua RC pe calea reacției.

P 19.21. Dacă se încearcă rezolvarea problemei P 18.25, c formînd un circuit a și un circuit f , se ridică anumite contradicții. Pentru a arăta aceasta, formați circuitele a și f presupunînd că amplificatorul operațional are o anumită rezistență de ieșire R_0 și nu prezintă întârzieri interne (de exemplu tensiunea de ieșire a amplificatorului singur, este egală cu curentul de intrare multiplicat de o constantă a_0). Determinați acum a și f și deci $A(s)$. Cîți poli are această funcție. Determinați prin inspectarea circuitului original, fig. 18.30, a cu R_0 înlocuit prin C_0 , cîți poli are $A(s)$ în realitate. Primul răspuns este greșit deoarece circuitul nu îndeplinește anumite condiții fundamentale cerute pentru a forma circuitele a și f . Explicați (v. de asemenea problemele P 20.17 și P 20.18).

CAPITOLUL 20

PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR
CU REACȚIE PE BAZA RĂSPUNSULUI
PE AXA j

PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU REACȚIE PE BAZA RĂSPUNSULUI PE AXA j

- 20.1. Teorie
 - 20.1.1. Criteriul lui Nyquist
 - 20.1.2. Criterii pentru un răspuns acceptabil
- 20.2. Exemple de calcul pe axa j
 - 20.2.1. Proiectarea inițială
 - 20.2.2. Compensarea prin reducerea deplasării fazei la înaltă frecvență
 - 20.2.3. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază
- 20.3. Instabilitatea la frecvențe joase
- Bibliografie
- Probleme

PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU REACȚIE PE BAZA RĂSPUNSULUI PE AXA j

20.1. TEORIE

În capitolul precedent s-au discutat metodele proiectării amplificatoarelor cu reacție utilizând graficele locului rădăcinilor. În capitolul acesta, se studiază problema dintr-un punct de vedere oarecum diferit; în care proiectarea se bazează numai pe răspunsul staționar *măsurat* al circuitului α . În esență, această metodă implică determinarea transmisiei pe buclă în regim staționar $af(j\omega)$, măsurând pe $a(j\omega)$ și măsurând sau calculând pe $f(j\omega)$. Din graficul amplitudinii și al fazei lui $af(j\omega)$ este posibil să se calculeze răspunsul staționar al amplificatorului cu buclă închisă, $A(j\omega)$. Prin analogie directă cu metoda locului rădăcinilor, se vede dacă proiectarea este satisfăcătoare, selectiv, pentru desensibilizare și răspunsul în frecvență și tranzitoriu. Dacă proiectarea nu este satisfăcătoare, este necesară introducerea unei forme de compensare.

Un avantaj important al acestei metode constă în posibilitatea *folosirii directe a răspunsului în frecvență măsurat* al amplificatorului de bază fără a fi necesară determinarea frecvențelor naturale pe calculator.

20.1.1. Criteriul lui Nyquist

În cadrul acestei metode, este esențial să se găsească criterii, atât pentru stabilitatea cât și pentru răspuns tranzitoriu „satisfăcător” în funcție de răspunsul staționar $a(j\omega)$ și $A(j\omega)$, la fel cum s-a procedat în funcție de poli și zerouri în cadrul metodei locului rădăcinilor. Criteriul

de stabilitate va fi studiat în acest paragraf, iar criteriile pentru răspuns tranzitoriu și staționar satisfăcător vor fi studiate în § 20.1.2.

Criteriul de stabilitate de bază folosit în discuția asupra locului rădăcinilor era acela că frecvențele naturale ale funcției de transfer a amplificatorului cu reacție $A(s)$, trebuie să se afle în semiplanul stîng al planului complex, pentru ca amplificatorul să fie stabil. Criteriul corespunzător pentru răspunsul staționar este acela că transmisia pe buclă $af(j\omega)$ trebuie să satisfacă așa-numitul *criteriu al lui Nyquist* de stabilitate a amplificatorului. Acest criteriu va fi pus în evidență în axe semilogaritmice reprezentînd logaritmul amplitudinii lui $af(j\omega)$ în funcție de unghiul de fază al lui $af(j\omega)$.

Fig. 20.1, *a* reprezintă $\log |af(j\omega)|$ în funcție de $af(j\omega)$ pentru un amplificator tipic. Ideea de bază a testului Nyquist este aceea că *locul lui $a(j\omega)$ reprezentat în fig. 20.1, *a*, corespunde azei $j\omega$ din planul s , în sensul că, un punct deplasîndu-se pe axa $j\omega$ în sus (fig. 20.1, *b*) de la minus infinit la plus infinit, se va deplasa de-a lungul conturului cu linie plină din fig. 20.1, *a* în direcția indicată pentru creșterea lui ω . Cele două reprezentări formează o transformare conformă: elementul de arie dreptunghiular dintr-un plan, se transformă în element de arie dreptunghiular, în celălalt, iar rotațiile de 90° dintr-un plan se transformă în rotații de 90° în celălalt plan. Din păcate, calea convențională de reprezentare a lui $\log |a(j\omega)|$ în funcție de $|a(j\omega)|$ (v. fig. 20.1, *a*), este *inversată* față de aceea cerută pentru o transformare conformă exactă, deoarece unghiul este reprezentat către dreapta, nu către stînga. Din această cauză relațiile unghiulare din cele două plane sînt inversate: $+90^\circ$ dintr-un plan corespund la -90° din celălalt plan. De exemplu, cînd „ne deplasăm” în sus pe axa $j\omega$ în planul s , în direcția crescătoare a lui ω , semiplanul drept apare întotdeauna în partea noastră dreaptă. Făcînd aceeași „deplasare” pe $\log |a(j\omega)|$ în funcție de $|a(j\omega)|$, pentru valori crescătoare ale lui ω , se observă că semiplanul drept din planul s , se transformă în porțiunea ce rămîne în *stînga* conturului în timpul deplasării. Cele două regiuni corespondente sînt hașurate în fig. 20.1, *a* și 20.1, *b*. Deci, semiplanul drept din planul s corespunde porțiunii din *interiorul* conturului lui $af(j\omega)$ din fig. 20.1, *a*.*

Pe baza definiției originale,

$$A = \frac{a}{1 + af}$$

polii lui $A(s)$ apar pentru $af = -1$, cum s-a văzut în § 19.2.1. Deci în reprezentarea lui $\log |a(j\omega)|$ în funcție de $|a(j\omega)|$, criteriul Nyquist cere, pentru a asigura stabilitatea lui $A(s)$, ca $af = -1$ să apară în acea regiune a conturului care corespunde semiplanului stîng al planului s . În mod concret, punctele $af = -1$, adică $|af| = -1$ și $|af| = \pm (2n + 1)180^\circ$, trebuie

să se afle în partea exterioară a reprezentării. Deci, diagrama din fig. 20.1, *a* arată că amplificatorul este stabil pentru valoarea indicată a transmisiei pe buclă la frecvențe medii (v. problema P20.1).

Este de așteptat, din discuția locului rădăcinilor din § 19.1 și 19.2, că dacă $a_0 f_0$ ar fi crescut, perechea complexă a lui $A(s)$ ar fi forțată să

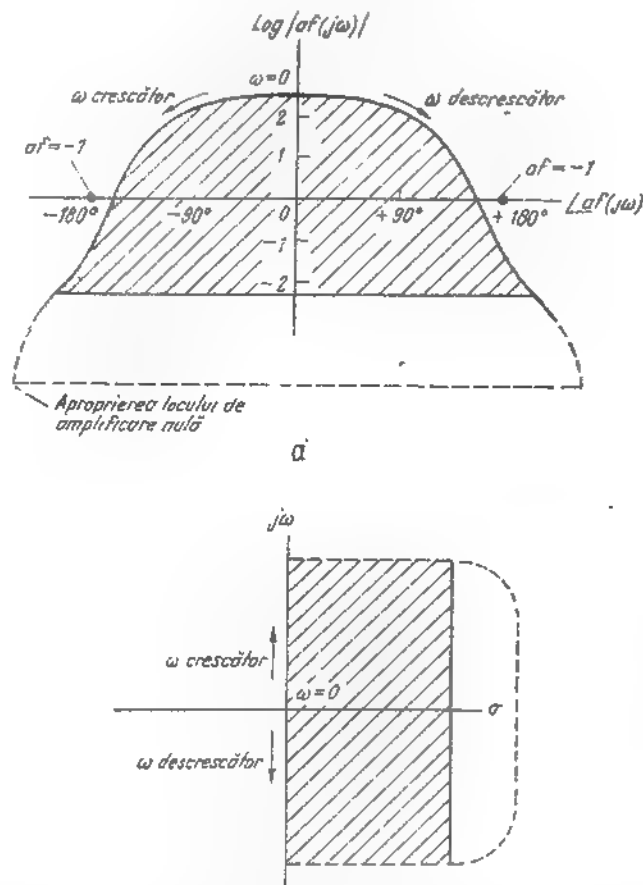


Fig. 20.1. Testul Nyquist:

a — amplitudinea logaritmică în funcție de fază pentru $af(j\omega)$; *b* — planul s , arătînd conturul corespunzător.

treacă în semiplanul drept, iar amplificatorul ar deveni instabil. Fig. 20.1, *a* indică faptul că aceasta este situația reală. Creșterea lui $a_0 f_0$ va mări pe $|af(j\omega)|$ printr-un factor constant fără a schimba $\angle af(j\omega)$, astfel

că diagrama 20.1, *a* se mărește la scară fără a-și schimba forma, datorită reprezentării semilogaritmice. Este clar că această transformare va face ca diagrama să înconjoare punctul $af = -1$, indicând că amplificatorul devine instabil.

Pentru situații relativ simple, ca aceea din fig. 20.1, *a* în care faza lui $af(j\omega)$ este o funcție monoton descrescătoare de ω , se poate observa că testul Nyquist se reduce la următoarea afirmație simplă:

Un amplificator cu reacție va fi stabil dacă amplitudinea $af(j\omega)$ este mai mică decât unitatea când faza lui $af(j\omega)$ este $\pm 180^\circ$.

Acest test simplu asupra stabilității, poate fi aplicat direct caracteristicilor de frecvență (diagramele Bode) fără a trasa vreodată $\log |a(j\omega)|$ funcție de $|a(j\omega)|$, ca în fig. 20.1, *a*. Pentru ilustrare, fig. 20.2 reprezintă diagramele Bode pentru același amplificator ca cel folosit în fig. 20.1, *a*. Deoarece $|af(j\omega)|$ este mai mic decât 1 la $\omega = 56$, frecvența la care $|af(j\omega)| = 1$, se ajunge la concluzia că amplificatorul complet cu reacție va fi stabil¹⁾.

20.1.2. Criterii pentru un răspuns acceptabil

În discuția despre locul rădăcinilor (§ 19.2.3) s-a scos în evidență că, deși polii și zerourile lui $A(s)$ determină unic (până la o constantă) răspunsul staționar și tranzitoriu al amplificatorului, este necesar, pentru ușurința calculului, să se stabilească criterii mai simple pentru un răspuns acceptabil. Deci, pentru un răspuns tranzitoriu acceptabil, era necesar ca perechea complexă să se afle sub liniile radicale de 45° (Q mai mic decât 0,707), iar pentru răspuns în frecvență acceptabil era necesar ca perechea complexă să se afle sub liniile radicale de 60° ($Q = 1$).

În discuția prezentă, referitoare la răspunsul staționar, apare o situație similară. Răspunsul staționar al lui $a(j\omega)$ și $f(j\omega)$ determină în mod unic răspunsul în frecvență staționar cu buclă închisă $A(j\omega)$. O tehnică grafică relativ simplă, pentru determinarea răspunsului în frecvență pe buclă închisă $A(j\omega)$, este de a reprezenta $\log |a(j\omega)|$ funcție de $|a(j\omega)|$ cu ajutorul așa-numitelor diagrame Nichols, date în formă simplificată în fig. 20.3. Aceste diagrame sînt construite reprezentînd conturile de amplitudine constantă și fază constantă ale funcției:

$$Af(j\omega) = \frac{af(j\omega)}{1 + af(j\omega)}$$

avînd pe abscisă faza lui $af(j\omega)$ și pe ordonată amplitudinea lui $af(j\omega)$. Deci, cunoscînd $af(j\omega)$, se poate utiliza diagrama pentru a găsi $Af(j\omega)$ și deci $A(j\omega)$.

¹⁾ Diagramele Bode cu fază nemonotonă sînt discutate în lucrarea [20.1]. (NA)

Din păcate, nu există o cale simplă pentru a determina răspunsul tranzitoriu cu buclă închisă, din $af(j\omega)$. Deci, sîntem constrînși să folosim criterii aproximative asupra lui $af(j\omega)$ pentru a asigura atît un răspuns

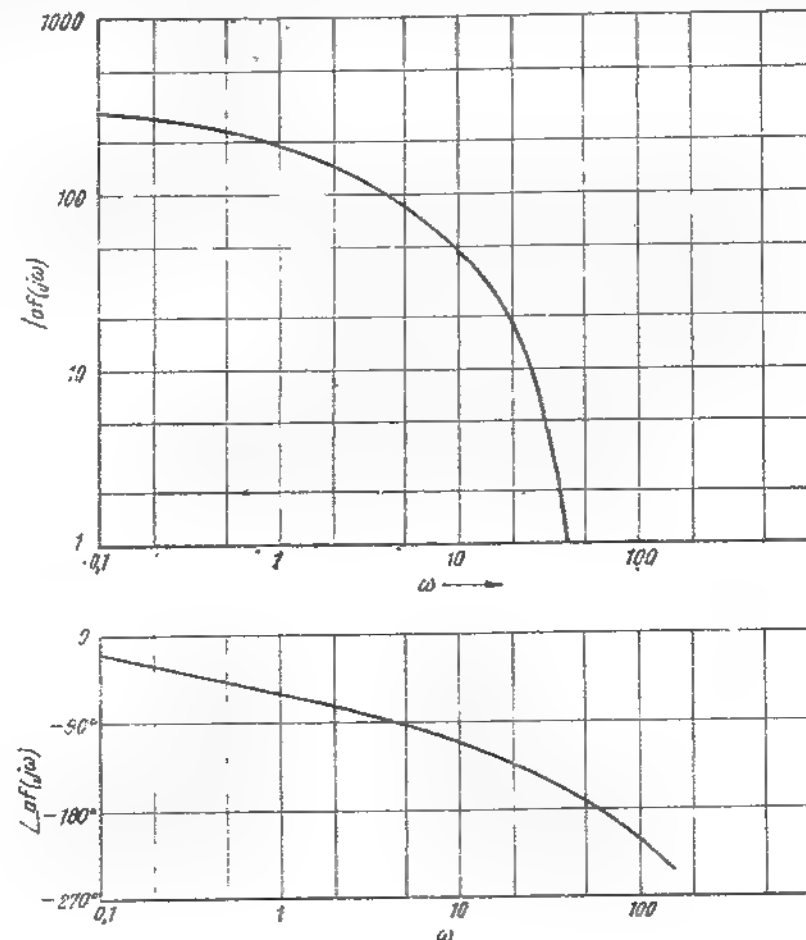


Fig. 20.2. Diagramele Bode pentru amplificatorul cu graficul din fig. 20.1, *a*.

staționar cît și un răspuns tranzitoriu acceptabile. Criteriul rezervei de amplificare și fază și criteriul valorii maxime a vîrfului în răspunsul staționar sînt două criterii folosite adesea.

Apropierea conturului al lui $af(j\omega)$ din fig. 20.1, a, de $af = -1$, scoate în evidență în mod clar o măsură a gradului de stabilitate a amplificatorului cu reacție. „Rezerva de amplificare” și „rezerva de fază”, arătate atit

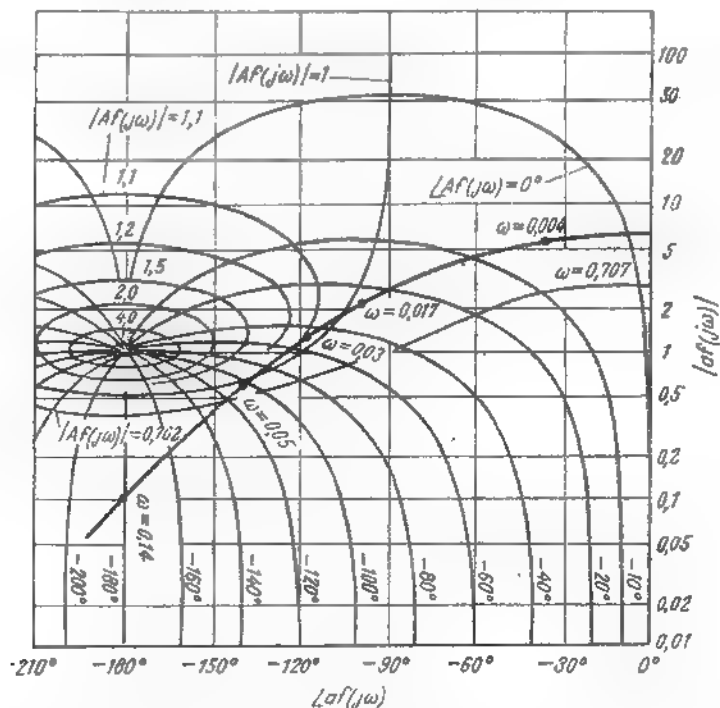


Fig. 20.3. Diagramele Nichols. Conturul îngroșat este pentru amplificatorul din § 20.2.

în graficul $[\log |af(j\omega)|, |af(j\omega)|]$ cit și diagrama Bode în fig. 20.4, sint criterii folosite adesea pentru a descrie această apropiere de $af = -1$. Rezerva de amplificare este definită ca $1/|af(j\omega)|$, calculat la frecvența la care $|af(j\omega)|$ este $\pm 180^\circ$; deci, pentru acest circuit, rezerva de amplificare este egală cu 2. Rezerva de fază este $180^\circ - |\angle af(j\omega)|$, calculată la frecvența care $|af(j\omega)| = 1$, care în acest caz este 45° .

Pentru amplificatoarele practice, este indicat ca rezerva de amplificare să fie cel puțin 4, iar cea de fază cel puțin 60° .

Într-o anumită măsură, mărimea acestor rezerve este un indice al stabilității amplificatorului și un indice al supracreșterii în regim tranzitoriu.

Un alt criteriu utilizat adesea pentru a asigura un răspuns tranzitoriu acceptabil, este acela ca răspunsul amplificatorului cu buclă închisă $A(j\omega)$, să aibă un vîrf mic. Din fig. 19.3 și 19.4 rezultă că pentru o funcție

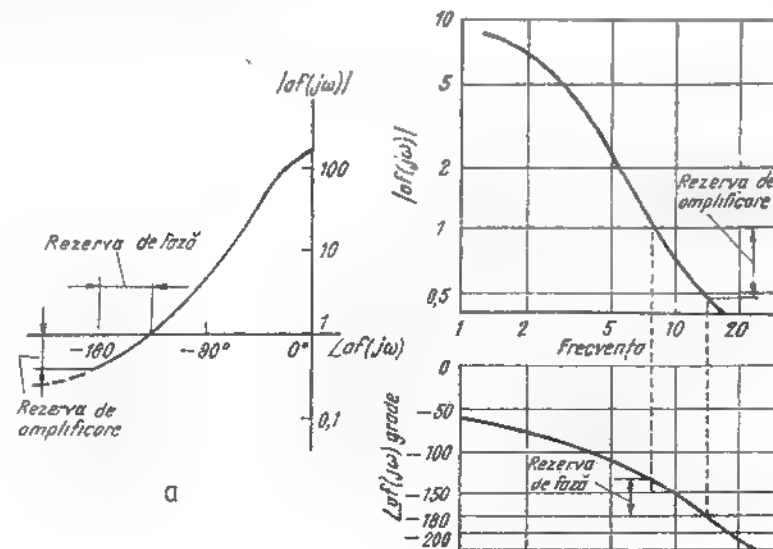


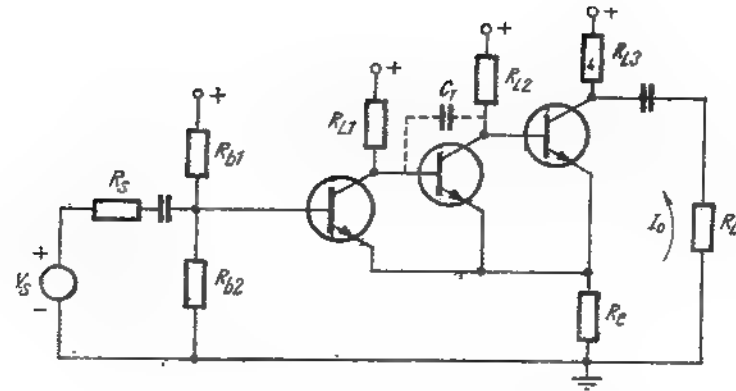
Fig. 20.4. Rezervele de amplificare și fază: a - amplitudinea funcției de fază, b - diagramele Bode.

simplă cu doi poli, acest criteriu este identic cu specificația asupra localizării polilor. Pentru funcții mai complicate, relația devine mai complicată. De asemenea, o specificație adesea utilizată pentru un răspuns tranzitoriu satisfăcător este aceea ca vîrful răspunsului în frecvență $A(j\omega)$ să fie mai mic decît 1,1 din răspunsul la frecvențe medii. Un astfel de factor depinde, de obicei, de aplicația dorită. De exemplu, pentru un servosistem se utilizează adesea factori de ordinul 1,3 sau 1,5.

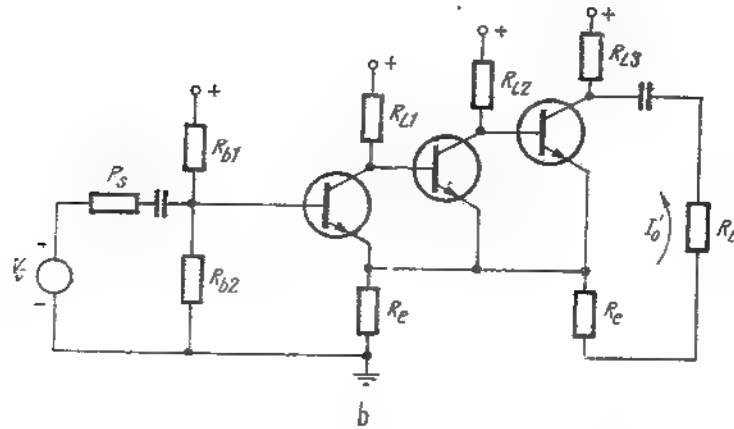
20.2. EXEMPLU DE CALCUL PE AXA j

20.2.1. Proiectarea inițială

Pentru a ilustra calculul unui amplificator cu reacție pe axa j , se va examina amplificatorul cu reacție buclă-bucă din fig. 20.5, a; s-a ales spre reexaminare amplificatorul din § 19.3.1 pentru a facilita comparația între proiectarea pe baza locului rădăcinilor și cea pe baza axei j .



a



b

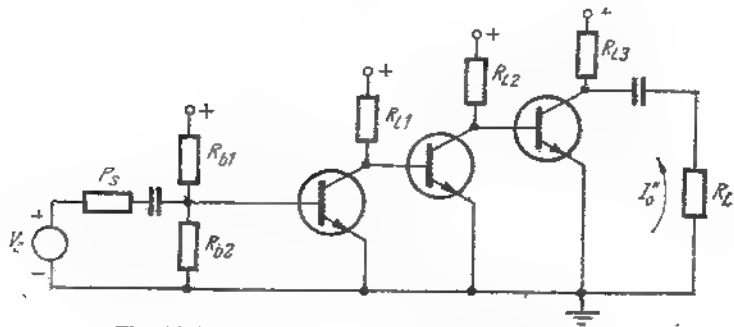


Fig. 20.5. Amplificator cu reacție buclă-bucă :
a - schema electrică; b - circuitul a; c - circuitul a cu $R_E = 0$.

Proiectarea de față ar trebui efectuată pe baza răspunsului sinusoidal măsurat, $a(j\omega) = I'_0 / V_S$, al circuitului a din fig. 20.5, d (derivat din fig. 20.5, a prin metodele discutate în §18.4). Din păcate nu cunoaștem încă valoarea rezistenței de reacție R_E . Așadar singura modalitate de abordare este să se presupună că R_E este de valoare suficient de mică astfel că răspunsul măsurat I''_0 / V_S al amplificatorului de bază, sursă și sarcină (fig. 20.5, c) va fi aproape identic cu răs-

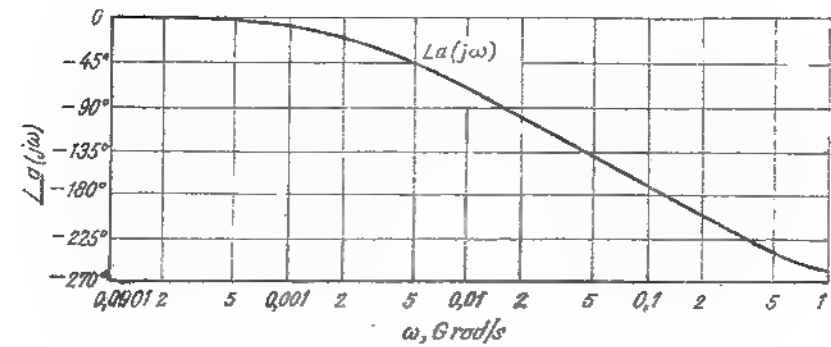
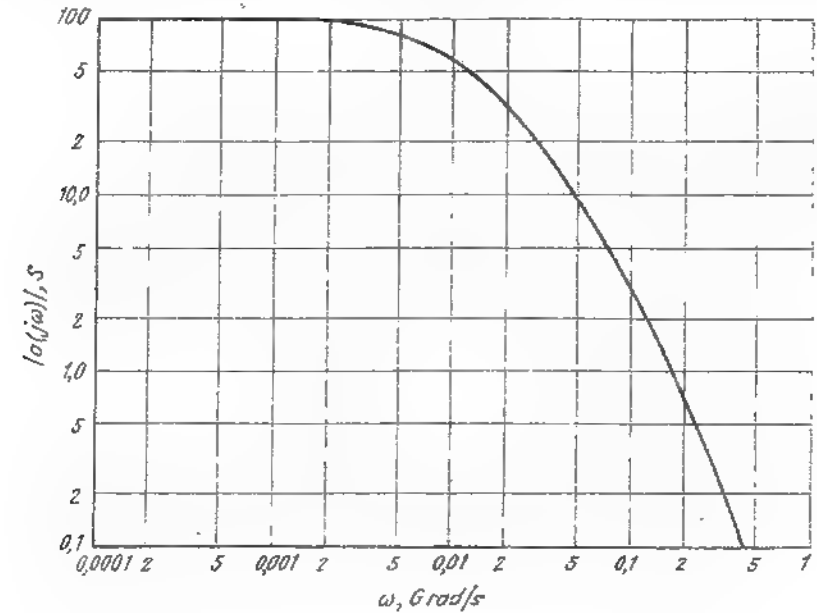


Fig. 20.6. Răspunsul măsurat pentru circuitul din fig. 20.5, c.

punsul circuitului a . Răspunsul măsurat I_o''/V_e (amplitudine și fază în funcție de frecvență) este prezentat în fig. 20.6³⁾. Deși nu se cunoaște valoarea lui R_e , graficele au fost denumite $|af(j\omega)|$ și $\angle af(j\omega)$, în concordanță cu presupunerile de mai sus.

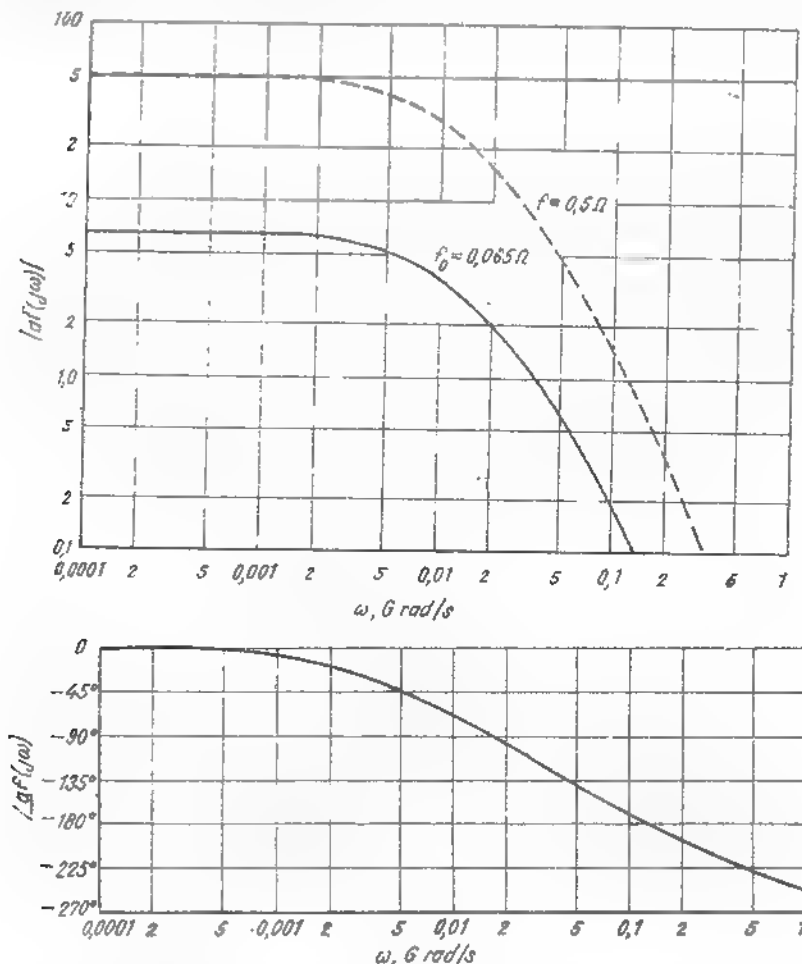


Fig. 20.7 Diagramele Bode ale lui $af(j\omega)$ pentru amplificatorul din fig. 20.5.

³⁾ Aici sîntem puțin incorecți. Acesta nu este răspunsul măsurat care ar trebui să fie; el este mai degrabă cel calculat din poli lui $A(s)$ pentru $R_e = 0$ (v. tabelul 18.7), informație pe care nu o avem „la dispoziție” în conformitate cu regulile de bază. Se dă această libertate, pentru a facilita comparația celor două soluții (NA).

Se calculează mai întâi valoarea reacției la frecvențe medii, care poate fi aplicată îndeplînind următoarele condiții:

$$\text{rezerva de amplificare} = 4;$$

$$\text{rezerva de fază} = 60^\circ.$$

Pentru a face un control asupra stabilității, de amplificare, ș.a.m.d., este necesar să avem o reprezentare a lui $af(j\omega)$. În acest amplificator $f(j\omega) = R_e$; deci $|af(j\omega)|$ este identic cu $|a(j\omega)|$; cu excepția unui factor constant, iar $\angle af(j\omega)$ este identic cu $\angle a(j\omega)$. Deci, în acest caz simplu se poate obține $af(j\omega)$ fără a face o nouă reprezentare grafică; tot ceea ce mai rămîne de făcut este să se realizeze o nouă etalonare a axei verticale pentru graficul amplitudinii. Totuși, pentru a reduce gradul de confuzie în acest exemplu inițial, se reprezintă $af(j\omega)$ într-o figură separată (fig. 20.7).

Curba continuă din fig. 20.7 este diagrama Bode, desenată pentru a obține o rezervă de fază de 60° : la frecvența la care $|af(j\omega)| = 1$, $\angle af(j\omega) = -120^\circ$. Pentru a reprezenta grafic amplitudinii trebuie mai întâi reprezentată grafic faza și apoi valoarea lui $a_0 f_0$ necesară pentru a obține rezerva de fază dorită. Din reprezentarea fazei (fig. 20.7) se observă că atunci cînd $af(j\omega)$, aici egal cu $|a(j\omega)|$, este -120° , $\omega = 0,035$ Grad/s. Deci trebuie ca, la această frecvență, $|af(j\omega)|$ să fie unitar. Din fig. 20.6, pentru $\omega = 0,035$, se obține:

$$|a(j\omega)| = 15,5.$$

Pentru a îndeplini condițiile referitoare la rezerva de fază,

$$15,5 f_0 = 1,$$

$$f_0 = R_e = \frac{1}{15,5} = 0,065 \Omega,$$

Iar transmisia pe buclă în bandă poate fi:

$$a_0 f_0 = (100)(0,065) = 6,5.$$

Aceste calcule au fost folosite drept bază pentru graficul amplitudinii din fig. 20.7. Aprofundarea exemplului va arăta că pentru acest amplificator, rezerva de fază constituie criteriul de control; proiectarea corespunzătoare, bazată pe rezerva de amplitudine, va fi lăsată pe seama problemelor P 20.2 și P 20.3.

Fig. 20.8 reprezintă răspunsul $A(j\omega)$ cu buclă închisă, obținut fie prin calcul punct cu punct din fig. 20.7 și folosind relația de bază a reacției

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + af(j\omega)}, \quad (20.1)$$

fie reprezentînd $af(j\omega)$ pe o diagramă Nichols. Pentru a facilita calculele ulterioare, conturul lui $af(j\omega)$ a fost adăugat unei diagrame Nichols în fig. 20.3. Se observă că valorile citite de pe

șablon corespunde lui $|af(j\omega)|$ și deci trebuie împărțite la $R_e = 0,065 \Omega$ pentru a obține $|f(j\omega)/V_o|$. Datorită rezervei de fază de valoare mare, răspunsul global este plat. Graficul lui $A(j\omega)$ pentru $R_e = 0,065 \Omega$ corespunde destul de bine cu informația dată în § 19.3.1 și tabelul 19.7.

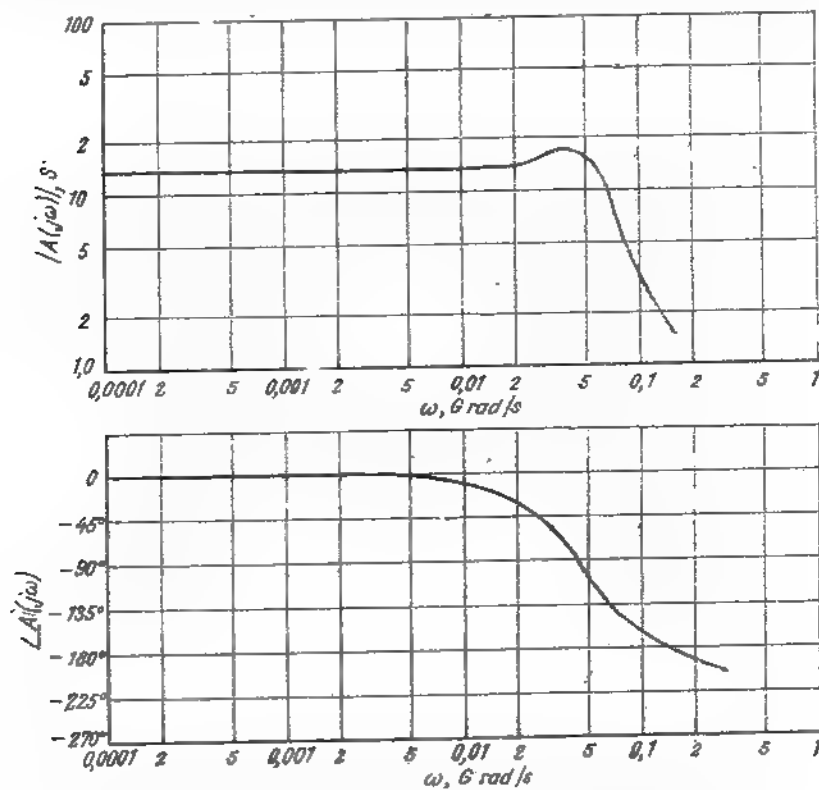


Fig. 20.8. Răspunsul $A(j\omega)$ cu bucla închisă pentru amplificatorul din fig. 20.5, $R_e = 0,065 \Omega$.

O estimare rapidă a benzii, cu bucla închisă, se poate face fără a reprezenta efectiv pe $A(j\omega)$. Se observă că ecuația 20.1 poate fi scrisă:

$$A(j\omega) = \frac{1}{f(j\omega)} \frac{af(j\omega)}{1 + af(j\omega)}. \quad (20.2)$$

În dreptul frecvenței rezervei de fază, se știe, prin definiție, că pentru o rezervă de fază de 60° :

$$af(j\omega) = 1 \angle -120^\circ.$$

Substituind în relația (20.2) și luând valorile absolute, se obține:

$$|A(j\omega)| = \left| \frac{1}{f(j\omega)} \cdot \frac{1 \angle -120^\circ}{1 + 1 \angle -120^\circ} \right| = \left| \frac{1}{f(j\omega)} \right|. \quad (20.3)$$

Deci, pentru o reacție independentă de frecvență și o rezervă de fază de 60° , amplificarea pe buclă închisă $A(j\omega)$ este relativ constantă pînă la frecvența rezervei de fază. În exemplul acesta, se știe deci, fără a reprezenta $A(j\omega)$ că frecvența superioară a amplificatorului complet este mai mare decît $0,035$ Grad/s, fiind cam de 5 ori mai mare decît a amplificatorului de bază.

În continuare, se impune creșterea reacției cu un ordin de mărime pentru a îndeplini specificația originală asupra desensibilizării (concret $a_0 f_0 = 50$). Deoarece $a_0 = 100$ este necesar ca:

$$R_e = f_0 = 0,5 \Omega.$$

Deoarece reacția este pur rezistivă, creșterea transmisiei pe buclă, în bandă, la valoarea 50, translatează vertical curba amplitudinii, fără a-i schimba forma (v. fig. 20.7). Testul Nyquist asupra acestei diagrame noi, indică faptul că amplificatorul este aproape de limita de instabilitate, deoarece $|af(j\omega)|$ este numai cu puțin mai mic decît unitatea pentru $\angle af(j\omega) = -180^\circ$ (acest rezultat concordă cu informația din tabelul 19.7).

Graficele lui $af(j\omega)$ din fig. 20.7 oferă o nouă demonstrație asupra faptului că poli foarte mari ai lui $af(s)$ nu influențează concret calculele asupra reacției. Acești poli au influență asupra formei lui $af(j\omega)$, la frecvențe foarte înalte. Totuși, într-un amplificator cu reacție cu n ai multe etaje, poli inferiori sînt factorii dominanți în funcția de transfer, în domeniul critic de frecvență în care $|af|$ este aproximativ unitar și $\angle af$ este aproximativ 180° . Poli foarte înalți, pe de altă parte, vor avea un efect scăzut în acest domeniu. Aceasta este o nouă justificare a neglijării polilor foarte înalți în calculul locului rădăcinilor, din cap. 19.

20.2.2. Compensarea prin reducerea deplasării fazei la înaltă frecvență

Din fig. 20.7 reiese clar că dacă amplificatorul din fig. 20.5 are R_e egală cu $0,5 \Omega$, necesară pentru a îndeplini condiția, rezervele de amplificare și fază vor fi inadecvate (v. problema P.20.4). Deci, este de așteptat apariția unui vîrf pronunțat în răspunsul cu buclă închisă $A(j\omega)$, în vecinătatea frecvenței critice unde $|af| \approx 1$ și $\angle af \approx -180^\circ$, adică la $\omega = 0,14$ Grad/s (v. problema P.20.5 și P.20.6). Așadar, pentru a îndeplini condițiile și a avea un răspuns plat rezonabil, trebuie ca într-un anumit fel să fie aplicată o compensare fie amplificatorului de bază, fie rețelei de reacție.

Ideea esențială a compensării, formulată în graficele lui $af(j\omega)$ funcție de ω , este de a remedia graficele astfel încît $|af|$ să fie apreciabil mai mic decît unitatea acolo unde $\angle af = \pm 180^\circ$. Totuși, pentru circuite RLC simple, amplitudinea și faza sînt strîns legate, astfel că nu pot fi controlate independent. Pentru a ilustra această problemă, se încearcă să se compenseze amplificatorul din fig. 20.5, a prin reducerea deplasării fazei lui $af(j\omega)$ în dreptul frecvenței critice, $\omega \approx 0,14$ Grad/s, unde faza este -180° . O cale de a realiza această compensare este de a adăuga o mică inductanță în serie cu R_e , pentru a introduce o deplasare de fază sub un unghi pozitiv, pentru funcția $f(j\omega)$.

Reamintim din § 19.3.1 că adăugînd o inductanță, f devine:

$$f(j\omega) = \frac{V_i}{I_o} = R_e + j\omega L. \quad (20.4)$$

Deci $|f(j\omega)|$ crește odată cu frecvența, ajungând eventual la $+90^\circ$, cum este ilustrat în fig. 20.9 (graficul normalizat al relației 20.4). Această deplasare pozitivă de fază va avea un efect bun asupra diagramelor Bode deoarece acum, cînd se formează $af(j\omega)$ (prin adăugarea unghiului din fig. 20.9 la fig. 20.6) se poate reduce deplasarea de fază în vecinătatea frecvenței critice

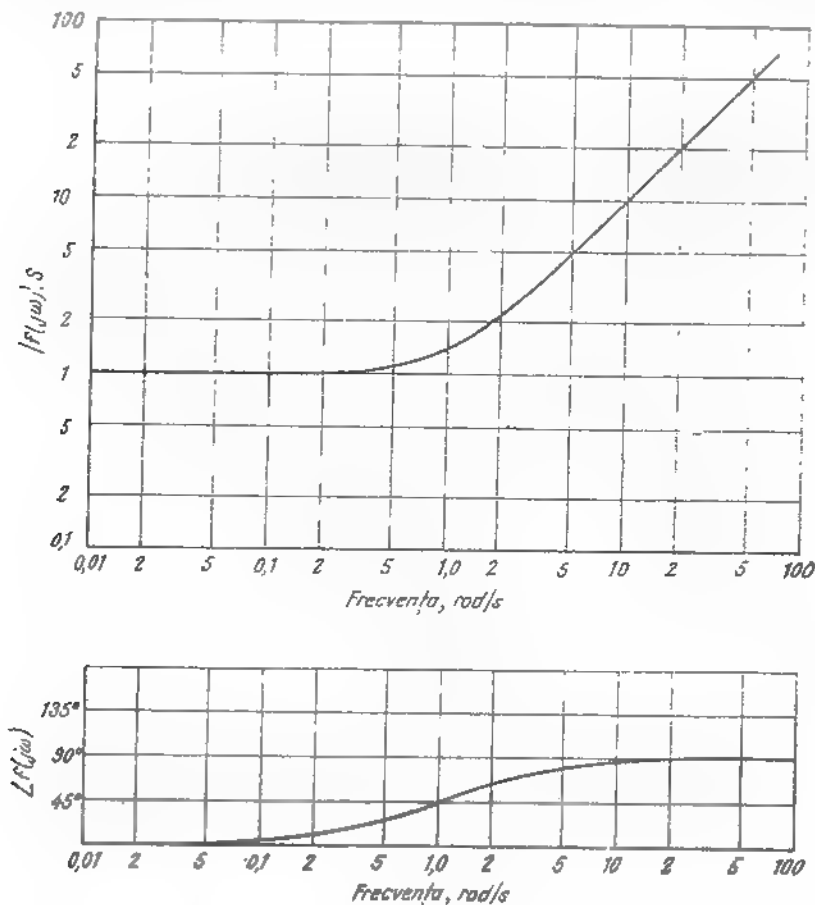


Fig. 20.9. Diagrama normalizată a lui $f(j\omega) = R_0 + j\omega L$, presupunînd $R_0 = 1 \Omega$, $L = 1 \text{ H}$.

$\omega \approx 0,14 \text{ grad/s}$. Totuși, problema nu este chiar atît de simplă. Se observă din fig. 20.9 că amplitudinea lui $f(j\omega)$ crește și ea cu frecvența și aceasta este un dezavantaj deosebit. La $\omega = 0,14$ amplificarea este, oricum, prea mare; ceea ce este de dorit, este să se reducă $af(j\omega)$ în acest domeniu. Deci, compensarea rețelei de acest tip, deoarece nu oferă un control independent al

amplitudinii și fazei, tinde să îmbunătățească faza $|af(j\omega)|$, dar înrăutățește $|af(j\omega)|$ și viceversa. Pe această bază putem afirma că o reacție prea mare poate fi la fel de dăunătoare ca una prea mică, astfel încît rețelele de compensare trebuie proiectate cu grijă.

O proprietate a rețelelor RL și RC este foarte importantă în proiectarea rețelelor de compensare: după cum se vede din reprezentarea normalizată din fig. 20.9, faza acestui circuit RL

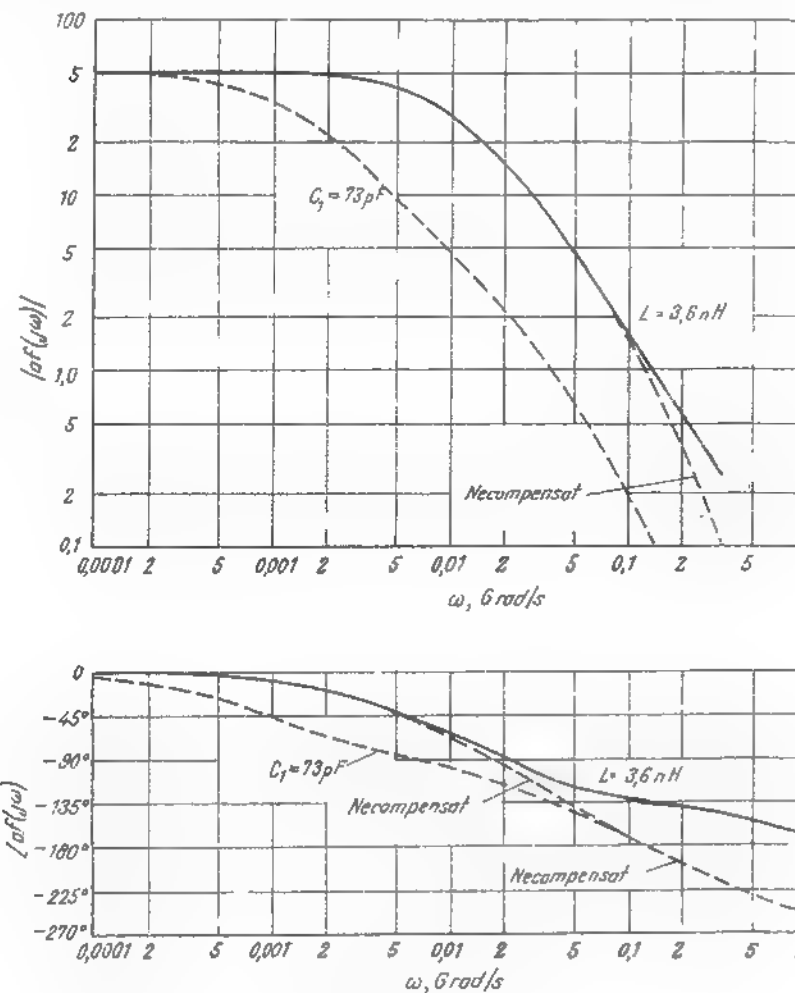


Fig. 20.10. Diagramele Bode pentru două tipuri de compensare. În fiecare caz $f_0 = 0,5 \text{ Hz}$.

se modifică cu 45° , pentru o variație a lui ω de la zero la unu în timp ce amplitudinea crește numai de la 1 la 1,41. Se poate profita de acest fapt, alegând L astfel încât această deplasare de 45° a fazei să apară în dreptul frecvenței $\omega = 0,14$ Grad/s, așa încât creșterea nedorită a amplitudinii va fi mică în vecinătatea frecvenței critice. Din relația (20.4) rezultă că:

$$L = \frac{R_c}{\omega} = \frac{0,5}{0,14 \times 10^3} = 3,6 \times 10^{-3} \mu\text{H}.$$

Diagrama Bode pentru această valoare a lui L este dată în fig. 20.10 (linia neîntreruptă). Aceasta poate fi extrasă direct din fig. 20.6 și 20.9 prin înmulțirea scării de frecvență în fig. 20.9 (de exemplu translatând scara logaritmică) prin factorul 0,14 și apoi adunând amplitudinile logaritmice ale celor două grafice de amplitudine și ale fazelor (se observă că s-a presupus în mod tacit, că răspunsul $\alpha(j\omega)$ al circuitului α nu se schimbă ca urmare a efectului de încărcare inductivă serie la intrare și ieșire). După cum s-a prevăzut mai sus, inductanța a cauzat o creștere minoră în amplitudinea amplificării la frecvența critică, dar a realizat o reducere importantă a deplasării fazei. Concret, compensarea a crescut rezerva de fază de la 6° la 45° .

Cu această rezervă de fază, răspunsul $|A(j\omega)|$ al amplificatorului cu buclă închisă va avea o cocoasă destul de mică, iar pe baza relației (20.3), frecvența superioară la 3 dB va fi ceva mai mare decât 0,14 Grad/s, ceea ce îmbunătățește de 5 ori performanța variantei necompensate. Aceste rezultate sînt în concordanță cu cele din § 19.3.1 (v. problema P 20.7).

20.2.3. Compensarea prin adăugarea unui condensator amplificatorului de bază

A doua metodă de compensare constă în adăugarea unui condensator de valoare mare, amplificatorului de bază, așa cum se indică cu linie punctată în fig. 20.5, a. Această modificare va reduce $|af(j\omega)|$ în jurul frecvenței critice, $\omega = 0,14$ Grad/s, fără o creștere nedorită a deplasării fazei.

Să simplificăm problema la extrem, presupunînd în mod arbitrar că af este:

$$af(s) = \frac{a_0 f_0}{(s+1)(s+1)(s+1)} \quad (20.5)$$

și să presupunem că adăugarea lui C_1 schimbă funcția de transfer la:

$$af(s) = \frac{a_0 f_0}{(s+1)(s+1)(R_T C_1 s+1)} \quad (20.6)$$

În mod concret se presupune că adăugarea lui C_1 deplasează un pol în jos în domeniul frecvenței, dar lasă neschimbați ceilalți doi poli ai circuitului α . Diagramele Bode pentru relația 20.5 presupunînd că $a_0 f_0 = 10$, sînt reprezentate de curba cu linie continuă din fig. 20.11. Pentru această valoare a transmisiei pe buclă la frecvențe medii, graficul arată că amplificatorul este instabil (v. problema P.20.8).

Pentru a compensa amplificatorul, se adaugă condensatorul C_1 , producînd deci un pol dominant la $s_c = -1/R_T C_1$ conform cu relația (20.6). Diagramele Bode pentru două valori posibile ale lui C_1 sînt desenate cu linie întreruptă în fig. 20.11. Pentru $s_c = -0,1$, amplificatorul este stabil și are o rezervă de amplificare de 2,5. Pentru $s_c = 0,01$, rezerva de amplificare a crescut la valoarea 20.

Alegerea lui C_1 este simplă în acest caz. Se reamintește mai întâi că producerea unui pol dominant prin adăugarea unui condensator mare circuitului α are un dezavantaj important. Ea îngustează banda circuitului α și deci reduce banda în care acționează efectiv desensibilizarea întregului amplificator. Este deci de dorit să se adauge o capacitate cât mai mică

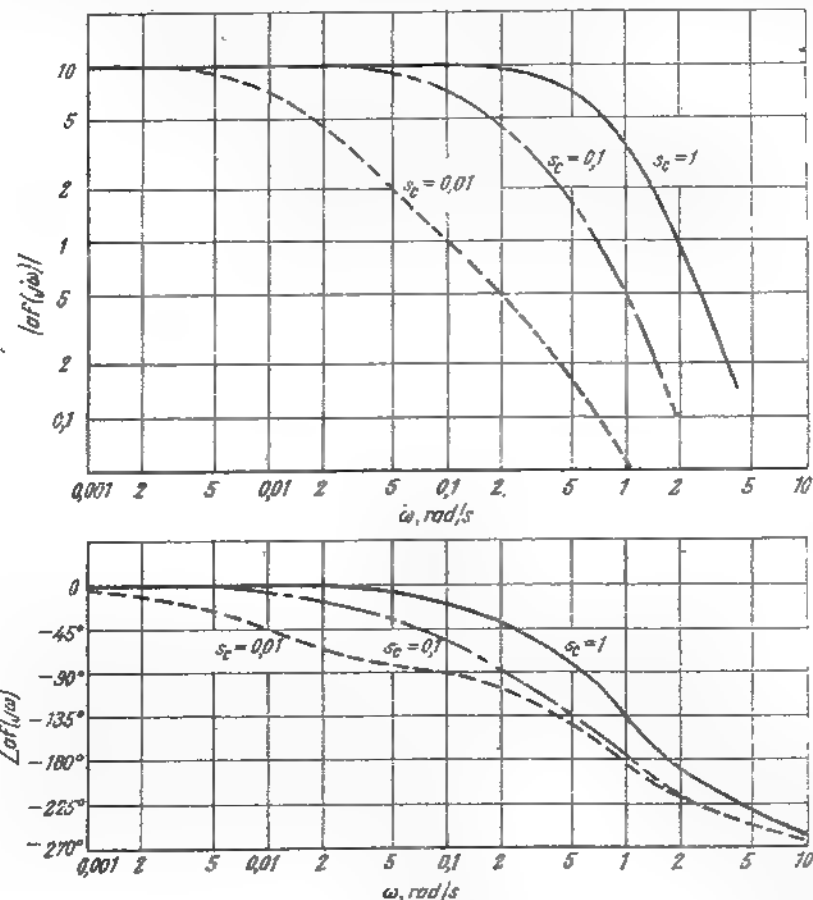


Fig. 20.11. Diagrama Bode pentru relațiile (20.5) și (20.6).

posibil. Apoi se observă că în multe cazuri deplasarea de fază dată de polul dominant, la frecvența critică, este de -90° , deoarece, de obicei este necesar ca polul dominant să fie cu cel puțin un ordin de mărime sub frecvența critică. Presupunem că se impune o rezervă de amplificare de 4. Expresia $af(j\omega)$ compensată va avea o deplasare de fază de -180° la $\omega = 1$: -90° de la polul dominant și -45° de la fiecare din cei doi poli, s_a și s_b . Se vede din diagramele Bode originale (linia continuă în fig. 20.11), că $|af(j\omega)|$ pentru cei doi poli înalți

va fi egală numai cu 5 la $\omega = 1$, astfel încât pentru a realiza o rezervă de amplificarea de 4, este necesar să se descrească de 20 de ori amplitudinea pentru $\omega = 1$. Amplitudinea asimptotică a funcției cu un singur pol scade liniar cu frecvența: aceasta înseamnă că punind $s_0 = -1/20$ sau $R_T C_1 = 20$, vom obține rezerva de amplificarea cerută (v. problema P.20.9).

Revenim la amplificatorul cu reacție cu tranzistoare (fig. 20.5, a). În § 19.2.5 s-a sugerat drept loc adecvat pentru plasarea unui condensator în circuitul a, între colectorul și baza tranzistorului al doilea (fig. 20.5, a), deoarece pentru acest amplificator, al doilea tranzistor are constantele de timp în circuit deschis cele mai mari (v. problema P.20.10). De asemenea, se știe din § 19.2.5, că dacă C_1 este suficient de mare, el produce un pol dominant în expresia lui $a(s)$ de valoare:

$$s_{01} \approx -\frac{1}{R_T C_1}, \quad (20.7)$$

unde R_T este rezistența în circuit deschis văzută de C_1 . Problema care se pune este aceea că ceilalți cinci poli ai lui $a(s)$ se vor deplasa cu siguranță, atunci când se adaugă C_1 , după cum s-a văzut în § 19.2.5. Pentru răspunsul pe axa f aceasta înseamnă că diagramele Bode ale lui $a(f, \omega)$ se vor modifica într-o manieră mult mai complicată decât aceea produsă de mișcarea unui singur pol. În acest caz este foarte utilă o metodă experimentală bazată pe încercări repetate, în care diagramele Bode oferă prima valoare pentru C_1 .

Pentru a ilustra, se va determina o valoare aproximativă a lui C_1 , presupunând că se impune o desensibilizare de 50 ($R_c = 0,5 \Omega$) și o rezervă de fază de 45° . Condensatorul s-a adăugat etajului care are constantele de timp în circuit deschis cele mai mari, pentru a ne asigura că polul care se deplasează în jos este cel inferior, așa cum s-a explicat în § 19.2.5. Deci, într-o primă aproximație, se poate extrage efectul polului cel mai mic în $a(\omega)$ necompensat și apoi să l adunăm înapoi într-un domeniu de frecvență mult mai joasă. Apoi se va determina localizarea polului cel mai mic prin determinarea frecvenței de 0,707 din diagrama pentru $a(f, \omega)$ necompensat. Din fig. 20.10 (sau fig. 20.7), ω_1 este aproximativ 0,007 Grad/s. Deci se presupune că polul cel mai mic este $s = -0,007 \text{ ns}^{-1}$ și se scade din funcția $a(f, \omega)$, funcția cu un singur pol,

$$P(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/0,007}$$

Funcția rezultată $a'(f, \omega)$ este trasată în fig. 20.12 (v. problema P.20.11).

Se observă că în formarea lui $a'(f, \omega)$ se face aproximația total nejustificată că ceilalți cinci poli nu se deplasează atunci când se adaugă C_1 .

Pentru o rezervă de fază de 45° , amplificatorul compensat trebuie să aibă $|a'(f, \omega)| = -135^\circ$ când $|a(f, \omega)|$ este unitar. Conform celor explicate mai sus, ne putem aștepta la o contribuție de -90° , din partea polului dominant. Deci, frecvența critică este în acel punct, de pe fig. 20.12, în care faza este -45° . Aceasta apare la $\omega = 0,037 \text{ grad/s}$. La această frecvență amplitudinea este egală cu 39 (fig. 20.12) astfel că C_1 trebuie astfel ales încât polul dominant să micșorează pe a' de 39 de ori în acest punct. Deci, polul dominant trebuie să fie:

$$s_{01} = \frac{-0,037}{30} = -0,95 \times 10^{-3} \text{ ns}^{-1}.$$

Pentru acest amplificator, rezistența R_T văzută de condensatorul C_1 (fig. 20.5, a) rezultă a fi de 14,3 k Ω (v. problema P.16.16). Așadar, din relația (20.7),

$$C_1 = \frac{1}{R_T |s_{01}|} = \frac{1}{14,3 \times 0,95 \times 10^{-3}} = 73 \text{ pF}.$$

Diagramele Bode pentru $a(f, \omega)$ compensat au fost adăugate pe fig. 20.10, pentru a ușura comparația între cele două soluții de compensare. S-a obținut, într-adevăr, rezerva de fază de 45° , prin adăugarea capacității de 73 pF, dar se observă că, procedind astfel, banda circuitului a este micșorată substanțial. Deci, desensibilizarea va fi efectivă într-o bandă mai mică decât în celelalte cazuri de proiectare.

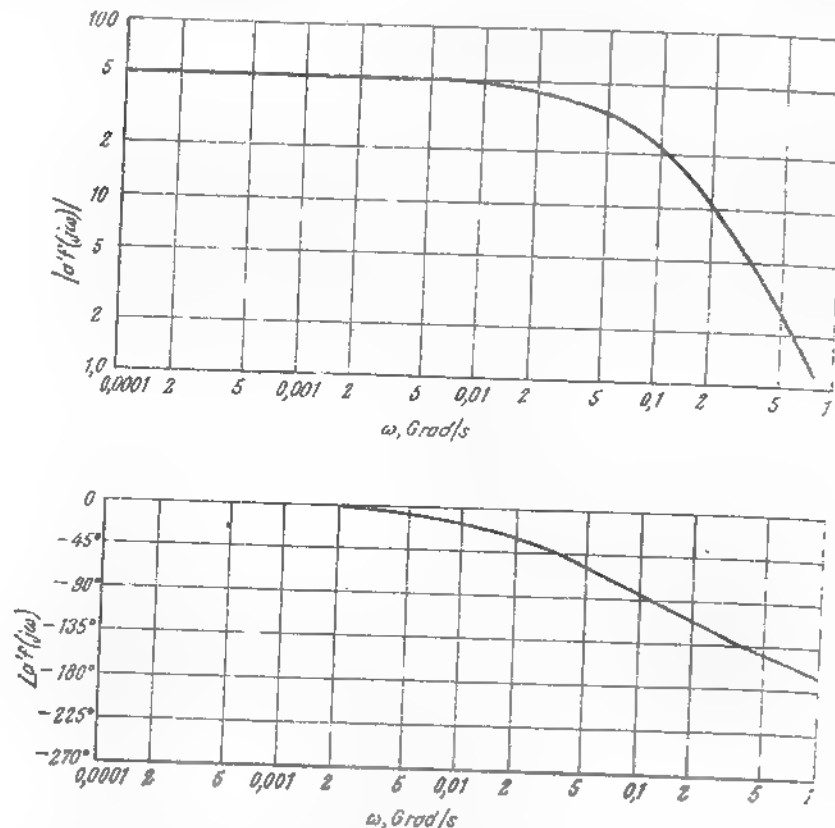


Fig. 20.12. Diagrama Bode aproximativă pentru amplificatorul din fig. 20.5 cu polul inferior depiașat grafic.

Răspunsul amplificatorului cu buclă închisă având pe C_1 adăugat, va fi similar celui al amplificatorului necompensat cu $R_c = 0,065 \Omega$, după cum se poate verifica prin compararea diagramei Bode pentru aceste proiectări (fig. 20.10 și 20.7). În ambele cazuri proiectarea s-a făcut pentru $A_o = 2 \text{ S}$ și în vecinătatea frecvenței critice graficele sînt aproape identice, astfel încît ne putem aștepta la răspunsuri pe buclă închisă aproape identice. Totuși, deoarece $a_o f_o$ este mult mai mare în amplificatorul compensat, se obține o desensibilizare în bandă mai bună, în acest caz.

În tabelul 20.1 sînt date valorile corecte ale parametrilor din cadrul celor trei proiectări. Se observă, în particular, că pentru proiectarea lui C_1 în paralel cu amplificatorul de bază, banda lui $a(f\omega)$ compensat și banda pentru amplificarea globală cu bucla închisă, $A(f\omega)$, sînt substanțial mai mici decît pentru proiectarea care introduce un zero în rețeaua de reacție (v. problema P.20.12).

Tabelul 20.1

Comparații între cele trei amplificatoare discutate în § 20.2

Proiectul	Desensibilizare	Frecvența limită a lui $A(f\omega)$ (cu bucla închisă)	Frecvența limită a lui $a(f\omega)$
Necompensat $R_e = 0,065 \Omega$	6,5	0,058 Grad/s	0,007 Grad/s
Compensat $R_e = 0,5 \Omega$ $L = 3,6 \text{ nH}$ $R_e = 0,5 \Omega$ $C_1 = 73 \text{ pF}$	50	0,3	0,007
	50	0,058	0,00095

20.3. INSTABILITATEA LA FRECVENȚE JOASE

Ca un ultim exemplu asupra calculului stabilității, se va examina problema instabilității la joasă frecvență într-un amplificator cu reacție simplu cu trei etaje cu cuplaj RC (fig.20.13) (trebuie recunoscut faptul că circuitul cu cuplaj direct din fig.19.16 este preferabil acestui circuit în multe privințe). Acest circuit simplu are trei poli de joasă frecvență,

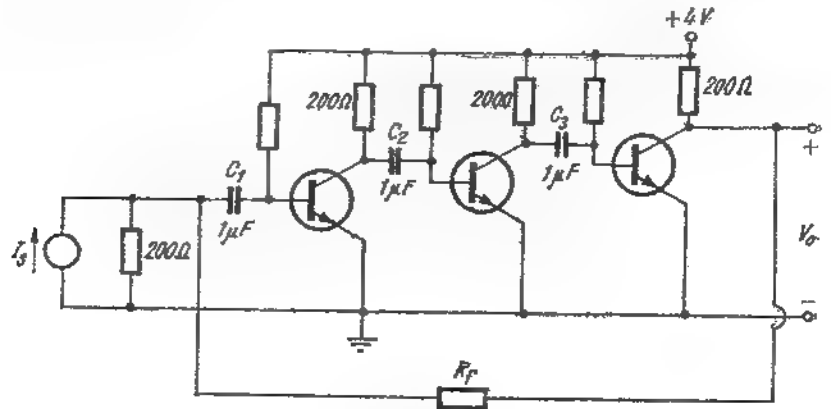


Fig. 20.13. Amplificator cu trei etaje cu cuplaj RC (polarizarea este simplificată la maximum).

fiecare din ei depinzînd de o capacitate. Este deci foarte posibil ca acești trei poli să fie coincidenți, în care caz funcția de transfer la joasă frecvență a , ar putea fi (în microfarazi, kilohmi, milisecunde) :

$$a(s) = \frac{V'_0}{I_s} = \frac{a_0 s^3}{(s+1)(s+1)(s+1)} \quad (20.9)$$

(v. problema P20.13). Amplitudinea și faza funcției de transfer $a(j\omega)$ (măsurate sau calculate), presupunînd $a_0 = -1000 \text{ k}\Omega$, este reprezentată în fig. 20.14. Pentru acest tip de reacție, a_0 este întotdeauna negativ; graficul îl arată pe $a(j\omega)$ apropiindu-se de -180° către frecvențe medii.

Să presupunem că dorim să proiectăm amplificatorul cu reacție astfel încît să aibă o desensibilizare în bandă de aproximativ 100. Atunci $a_0 f_0 = 100$, așa încît :

$$f_0 = -\frac{1}{R_f} = \frac{100}{-1000} = -0,1 \text{ mS};$$

$$R_f = 10 \text{ k}\Omega.$$

Chiar dacă nu mai interesează problemele stabilității la înaltă frecvență pentru această valoare a reacției, diagramele Bode ale lui $a(f\omega)$ la joasă frecvență (fig. 20.15) arată că amplificatorul este complet instabil¹⁾ (v. problema P.20.14).

Deoarece circuitele echivalente la semnal mic la frecvență joasă ale amplificatorului cu reacție sînt atît de simple, comparativ cu circuitele la înaltă frecvență, și deoarece, la joasă frecvență avem acces direct la condensatoare, se obișnuiește ca, în cele mai multe cazuri, compensarea să se facă prin schimbarea capacităților, în loc să se introducă noi elemente de compensare. În acest caz se face compensarea prin creșterea a două dintre capacități, deci deplasînd doi dintre poli, mai jos în domeniul frecvenței și păstrînd al treilea pol $s = -1$ drept pol dominant de joasă frecvență. O diagramă Bode, compensată corespunzător, care dă o rezervă de amplificare de 4, a fost adăugată pe fig. 20.15.

¹⁾ Se observă că făcînd abstracție de semnul plus sau minus al lui a_0 și f_0 sau dacă se analizează circuitul de înaltă frecvență sau joasă frecvență, $a_0 f_0$ trebuie să fie pozitivă pentru o reacție negativă, pentru frecvențe din bandă, așa cum s-a mai definit. Deci, prin definiție, pentru a avea reacție negativă $|a_0 f_0| = 0$.

Procedeu de determinare a capacităților pentru a da acest grafic este identic, în principiu, cu cel discutat în paragrafele precedente și nu va mai fi detaliat aici (v. problema P.20.15).

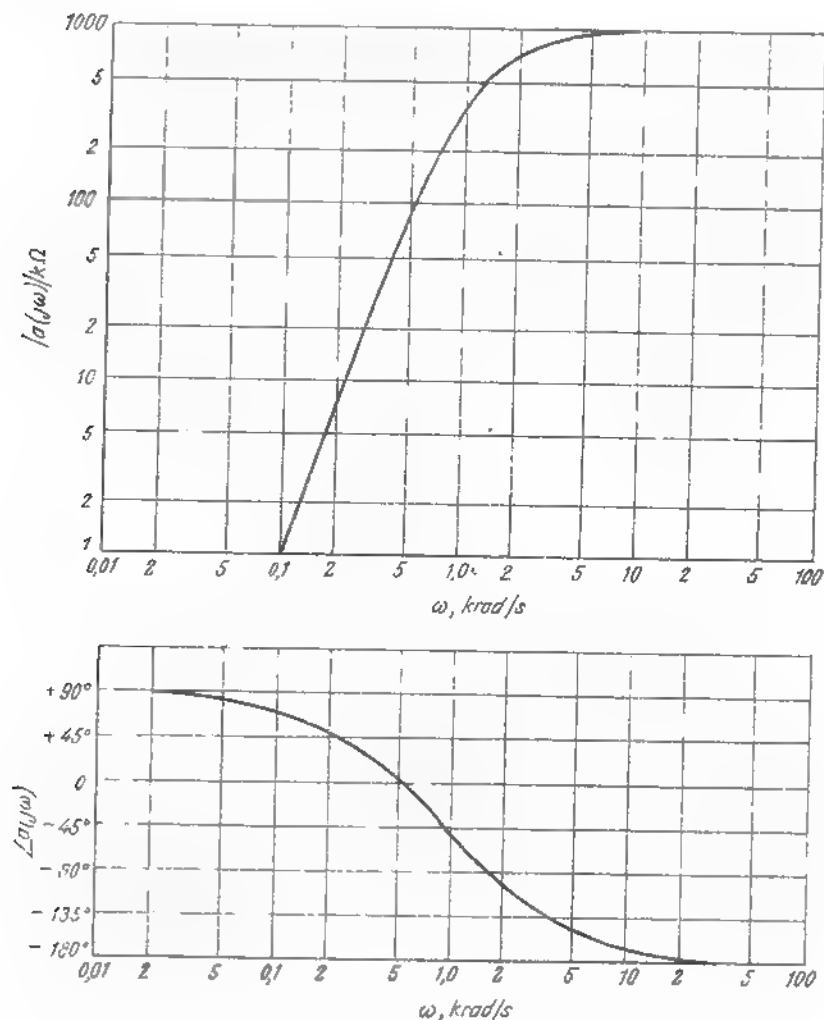


Fig. 20.14. Răspunsul circuitului σ la joasă frecvență al amplificatorului din fig. 20.13.

Oricare dintre amplificatoarele cu reacție cu trei etaje cu cuplaj direct, discutate în capitolul acesta și în cele anterioare, prezintă problema stabilității. Elementele de stocare a energiei sînt condensatorul de cuplaj de la intrare, condensatorul de șuntare și rețeaua de reacție (v. de exemplu fig. 19.16) și oricare alt condensator de cuplaj sau de șuntare din circuit. Aceste probleme de stabilitate pot fi întotdeauna rezolvate prin schimbarea anumitor capacități (v. problema P.20.16).

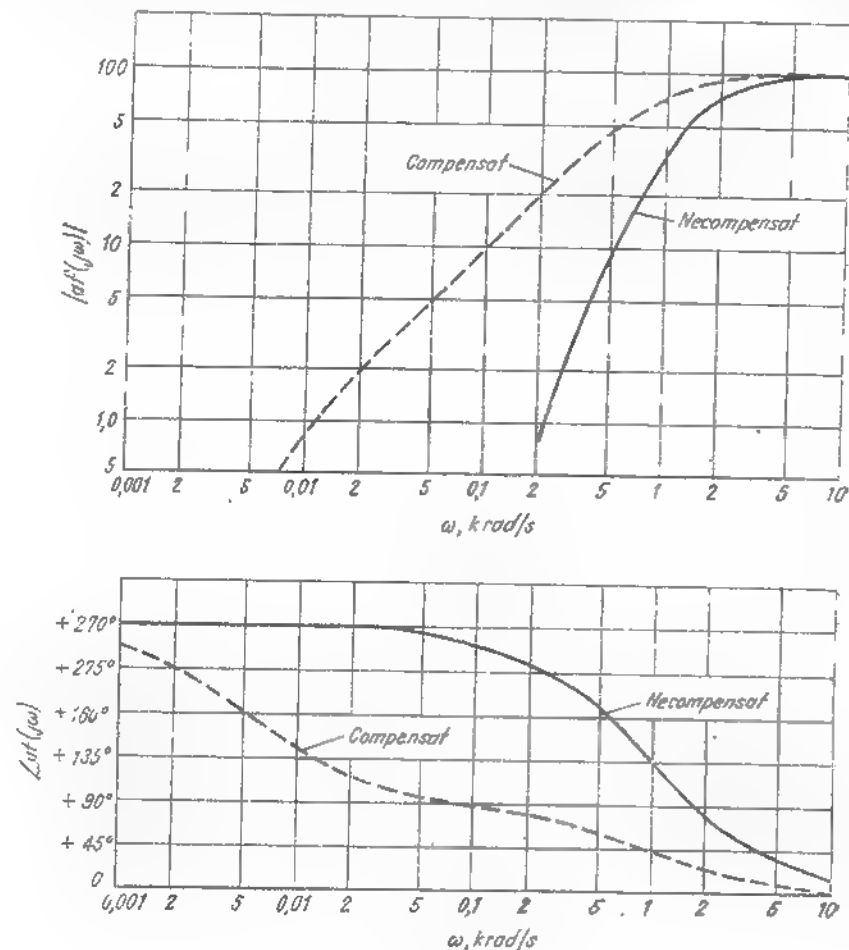


Fig. 20.15. Diagramele Bode pentru amplificatorul în fig. 20.13.

BIBLIOGRAFIE

[20.1]. Thornton, R. D., ș. a. *Multistage transistor circuits*. New York, Wiley, 1985.

PROBLEME

P 20.1. Pentru a ilustra diferența dintre fig. 20.1 și testul Nyquist convențional, se obișnuiește să se deseneze $\log |a(j\omega)|$ în funcție de $af(j\omega)$ în coordonate obișnuite, pentru a forma diagrama polară Nyquist, obținând valorile din fig. 20.1 și 20.2. Indicați regiunea acestei reprezentări, corespunzătoare semiplanului drept. Este amplificatorul stabil?

P 20.2. Refaceți proiectarea din § 20.2.1 pentru a determina valoarea transmisiei pe buclă care poate fi utilizată fără a depăși rezerva de amplificare de 4. Rezolvați problema formând o nouă diagramă Bode din fig. 20.6 (v. pag. 241). Să se spună dacă rezerva de amplificare și cea de fază controlează efectiv proiectarea.

P 20.3. Să se găsească direct, din 20.6, fără a reprezenta din nou valorile lui f_o și $a_o f_o$, pentru ca amplificatorul din § 20.2.1 să aibă o rezervă de amplificare egală cu 4 (v. pag. 241).

P 20.4. Să se calculeze din fig. 20.6 rezervele de amplificare și fază ale amplificatorului din fig. 20.5, a , presupunând $R_e = 0,5 \Omega$ (v. pag. 243).

P 20.5. Să se reprezinte grafic răspunsul $A(j\omega)$ al amplificatorului cu buclă închisă din fig. 20.5, a , presupunând $R_e = 0,5 \Omega$. Să se rezolve fie redesenind graficele lui $af(j\omega)$ din fig. 20.7 pe diagramele Nichols (fig. 20.3), fie folosind ecuațiile (20.1) și fig. 20.7 (v. pag. 243).

P 20.6. Să se compare răspunsul $A(j\omega)$ pentru amplificatorul din fig. 20.5 cu $R_e = 0,5 \Omega$ (problema P 20.5) cu informația cuprinsă în tabelul 19.7 asupra frecvențelor naturale. Comentati. (v. pag. 243).

P 20.7. Utilizați datele din fig. 20.10 pentru $af(j\omega)$ cu compensare inductivă (zero de înaltă frecvență în f) pentru a găsi $A(j\omega)$. Aceasta poate fi făcută prin calculul direct, folosind ecuația (20.1), sau cu diagrama Nichols (fig. 20.3). Să se compare aceste rezultate cu informația asupra frecvențelor naturale din § 19.3.1. (v. pag. 245).

P 20.8. Să se reprezinte grafic în coordonatele: unghi de fază, logaritmul amplitudinii, funcția $af(j\omega)$ din relația (20.5) presupunând $a_o f_o = 10$. Comparând această reprezentare cu fig. 20.1, să se răspundă dacă amplificatorul este stabil. Să se explice (v. pag. 245).

P 20.9. Să se deseneze diagrama Bode pentru ecuația (20.6) presupunând $a_o f_o = 10$ și $R_T C_1 = 20$. Aceasta este echivalent cu a presupune că amplificatorul a fost comparat prin măsurarea unui pol. Să se verifice că amplificatorul are o rezervă de amplificare de 4 (v. pag. 248).

P 20.10. Verificați constantele de timp în circuit deschis între bază și colector pentru cele trei tranzistoare din fig. 20.5, b , presupunând $\beta = 50$, $r_\pi = 250 \Omega$, $r_e = 25 \Omega$, $R_B = 1000 \Omega$, $R_E = 50 \Omega$ și $R_e = 0,5 \Omega$. Se neglijează ceilalți rezistori. Care este cel mai bun loc de plasare al condensatorului de compensare C_1 ? (v. pag. 248).

P 20.11. Să se mute un pol la $s = -0,007 \text{ ns}^{-1}$, pe graficul lui $af(j\omega)$ din fig. 20.10 (necompensat). Să se compare răspunsul obținut cu fig. 20.12 (v. pag. 249).

P 20.12. Să se calculeze frecvența limită sus ω_h pentru transmisia $af(j\omega)$ a amplificatorului compensat cu C_1 , fig. 20.5 și § 20.2.3. De asemenea, să se calculeze frecvența limită sus pentru $A(j\omega)$. Se folosește fig. 20.10. Verificați rezultatele cu tabelul 20.1.

P 20.13. Să se calculeze în formă literală funcția de transfer la joasă frecvență a circuitului a , pentru amplificatorul cu reacție din fig. 20.13. Unificați deci forma ecuației (20.9) (v. pag. 250).

P 20.14. Care este valoarea maximă a transmisiei pe buclă în bandă, pentru amplificatorul din fig. 20.13 care va produce o rezervă de amplificare de 5 (v. pag. 250).

P 20.15. Determinați noi valori pentru cele două capacități de cuplaj din fig. 20.13 pentru a îndeplini specificația inițială $a_o f_o = 100$, cu o rezervă de fază de 60° (v. pag. 252).

P 20.16. Completați proiectarea amplificatorului din § 16.1, fig. 16.6, alegând valori ale capacităților de cuplaj, decuplare și scurtcircuitare astfel încât rezerva de fază la joasă frecvență este 60° (v. pag. 253).

P 20.17. Rezolvați problema P 20.15 din punct de vedere al locului rădăcinilor, proiectând astfel încât nici un pol de joasă frecvență al lui $A(s)$ nu are Q mai mare decât unitatea.

P 20.18. Rezolvați problema P 20.16 din punct de vedere al locului rădăcinilor, proiectând astfel încât nici un pol de joasă frecvență al lui $A(s)$ nu are Q mai mare decât unitatea.

P 20.19. Se culeg următoarele date asupra unui amplificator:

f (MHz)	$ a $	$\angle a$
0	1000	0°
0,1	800	45°
0,3	450	-100°
1,0	150	-150°
3,0	15	-200°
10,0	1	-250°

Care este valoarea maximă a reacției rezistive f_o care poate fi aplicată amplificatorului a) fără a avea instabilitate și b) menținând un răspuns în frecvență „rezonabil”?

P 20.20. Compensați amplificatorul din problema P 20.19 cu scopul de a obține o desensibilizare de 100 menținând un răspuns în frecvență „acceptabil”.

CAPITOLUL 21

FUNCȚIONAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE ÎN AFARA REGIUNII ACTIVE

CAPITOLUL 21

FUNCȚIONAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE ÎN AFARA REGIUNII ACTIVE

- 21.1. Modele pentru tensiuni arbitrare ale joncțiunilor
 - 21.1.1. Sarcini stocate în regiunea neutră a bazei
 - 21.1.2. Descompunerea în componente directă și inversă
- 21.2. Modelele statice Ebers-Moll
 - 21.2.1. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *pnp*
 - 21.2.2. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor *nnp*
 - 21.2.3. Modelele care depind de curenții terminali
- 21.3. Modelele dinamice cu control prin sarcină
 - 21.3.1. Modelul cu control prin sarcină pentru un tranzistor *pnp*
 - 21.3.2. Relația între parametrii modelului cu control prin sarcină și parametrii Ebers-Moll
 - 21.3.3. Un model *pnp* cu control prin sarcină care include capacitățile regiunilor de sarcină spațială
 - 21.3.4. Relația între modelul cu control prin sarcină și circuitul echivalent π -hibrid
 - 21.3.5. Modelul cu control prin sarcină pentru tranzistor *nnp*
- 21.4. Regiuni de funcționare
 - 21.4.1. Funcționarea în regiunea activă
 - 21.4.2. Regiunea de blocare
 - 21.4.3. Regiunea de saturație
- 21.5. Aplicații ale modelelor de circuit Ebers-Moll
 - 21.5.1. Evaluarea parametrilor
 - 21.5.2. Caracteristicile de transfer ale unui amplificator
 - 21.5.3. Caracteristicile statice ale unui comutator cu tranzistor

Bibliografie
Probleme

21

Funcționarea tranzistoarelor bipolare în afara regiunii active

21.1. MODELE PENTRU TENSIUNI ARBITRARE ALE JONCȚIUNILOR

Toate modelele pentru tranzistoare bipolare pe care le-am dezvoltat până acum sînt limitate, în sensul că descriu tranzistoare care lucrează ca dispozitive controlate în tensiune în regiunea activă, adică cu emitorul polarizat direct și colectorul polarizat invers. Această limitare se aplică nu numai la modelele de semnal mic din capitolul 11, ci și la modelele de semnal mare dezvoltate în capitolele 7 și 8. În toate cazurile, analiza funcționării fizice interne a dispozitivului s-a bazat pe condițiile explicite ca joncțiunea de colector să fie polarizată invers și joncțiunea de emitor să fie polarizată direct. În unele aplicații ale tranzistoarelor (în particular cele în care tranzistorul este folosit mai degrabă drept comutator, decît ca modulator de putere controlabilă continuu) joncțiunea de colector este polarizată direct cel puțin un interval de timp. Cu toate că funcționarea la semnal mic în această regiune de lucru este mai puțin interesantă practic, totuși relațiile între variabilele terminale totale sînt importante. În legătură cu asemenea situații, trebuie să extindem modelele de semnal total din paragrafele 7.3 și 8.1, astfel încît să permită tensiuni colector-bază și emitor-bază arbitrare. Această extindere este simplă și directă pentru nivele mici de injecție. Analiza se va face pentru o structură *pnp* și apoi se vor extinde rezultatele, astfel ca să includă și tranzistoare *nnp*.

21.1.1. Sarcini stocate în regiunea neutră a bazei

În dezvoltarea modelelor de tranzistoare care se aplică pentru tensiuni arbitrare ale joncțiunilor, presupunem că tensiunile joncțiunilor se schimbă suficient de lent, astfel încît distribuția purtătorilor în exces în regiunea neutră a bazei se schimbă ca o succesiune de distribuții statice. Cu alte cuvinte, presupunem că distribuția de purtători în exces se schimbă sufi-

cient de lent, astfel încât dacă s-ar face un film al distribuției variabile de sarcină, fiecare cadru din secvență ar fi identic cu reprezentarea unei distribuții *statice* corespunzătoare. Mai mult, distribuția statică particulară, la care corespunde un anumit cadru din secvență, este cea care ar rezulta dacă tensiunea emitor-bază ar fi staționară la valoarea instantanee care există când a fost expus cadrul. Astfel, la evaluarea curenților terminali trebuie să considerăm numai distribuții statice de sarcini în exces.

Această aproximare este aceeași cu cea făcută în paragraful 8.1, unde am dezvoltat un model cu control prin sarcină care era valabil numai în regiunea activă. Așa cum s-a arătat acolo, presupunerea că distribuția dinamică de purtători minoritari în exces este *cuasistatică*, adică se schimbă ca o succesiune de distribuții statice, este valabilă dacă curenții instantaneu de bază este mic comparativ cu curenții instantaneu de emitor sau curenții instantaneu de colector. Această condiție pentru curenți se întâlnește în majoritatea circuitelor de aplicații cu tranzistoare bipolare, pentru că circuitul trebuie de obicei să realizeze o amplificare de curent rezonabilă de la bază la emitor sau colector.

Distribuția cuasistaționară de sarcină în exces în bază este determinată de cele două tensiuni ale joncțiunilor. Concentrația de purtători în exces la marginea fiecărei regiuni de sarcină spațială este legată de tensiunea corespunzătoare a joncțiunii prin relația lui Boltzmann. Astfel, concentrația în exces la marginea dinspre emitor a bazei ($x=0$), într-un tranzistor *pnp* este:

$$p'_{e(0)} = p_{b0} (e^{v_{EB}/kT} - 1) \quad (21.1 a)$$

unde p_{b0} reprezintă concentrația de purtători minoritari la echilibru termic în regiunea uniformă a bazei și v_{EB} tensiunea instantanee emitor-bază. Similar, concentrația de purtători în exces la marginea dinspre colector a bazei (la $x=W$) este:

$$p'_{e(W)} = p_{b0} (e^{v_{CB}/kT} - 1) \quad (21.1 b)$$

unde v_{CB} reprezintă tensiunea instantanee colector-bază.

În fig. 21.1. *a* se arată distribuția cuasistatică de purtători în exces în bază care se obține la polarizarea directă a ambelor joncțiuni, de emitor și colector. Concentrația pozitivă de purtători în exces la marginea fiecărei regiuni de sarcină spațială reflectă faptul că fiecare joncțiune este polarizată direct. Distribuția este lineară pentru că purtătorii minoritari se deplasează longitudinal în bază numai prin difuzie și pentru că recombinarea în bază este neglijabilă. În concluzie, densitatea de curent de purtători minoritari trebuie să fie aproximativ independentă de poziția în bază; aceasta cere un gradient de concentrație constant, care la rândul lui implică o distribuție liniară.

Curentul constant longitudinal de difuzie a purtătorilor minoritari, asociat cu distribuția liniară din fig. 21.1*a*, circulă de la colector la emitor, respectiv în direcție opusă cu direcția asociată funcționării în regiunea activă. În termeni de circuit, i_B este negativ și i_C este pozitiv pentru distribuția reprezentată în figură. Acest curent circulă de la colector la emitor.

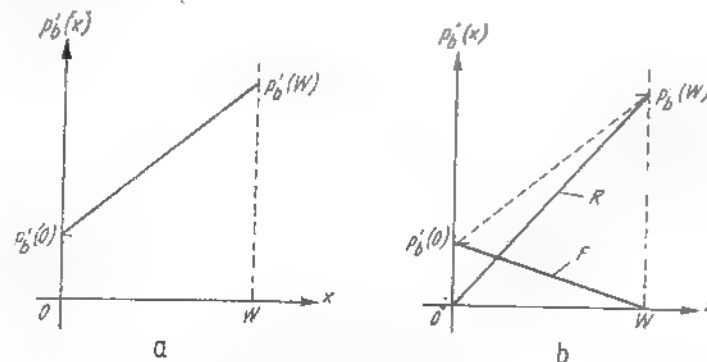


Fig. 21.1. Distribuția de purtători în exces în regiunea bazei, pentru polarizarea directă a ambelor joncțiuni:

a - distribuția totală de purtători în exces; *b* - descompunerea într-o componentă directă și o componentă inversă.

pentru că polarizarea directă a joncțiunii de colector depășește polarizarea directă a joncțiunii de emitor, adică $p'_e(W) > p'_e(0)$. Dacă emitorul ar fi polarizat direct mai mult decât colectorul, distribuția ar scădea către colector și curentul de purtători minoritari ar circula în sens invers.

21.1.2. Descompunerea în componente directă și inversă

Distribuția trapezoidală de purtători în exces în bază, care se obține când ambele joncțiuni sînt polarizate direct, poate fi obținută prin superpoziția a două distribuții componente, reprezentate în fig. 21.1 *b* și notate *F* și *R*. Aceste componente se încadrează în următoarele constrîngeri:

1. Fiecare componentă corespunde la un curent longitudinal de difuzie a purtătorilor minoritari, care este independent de poziție.
2. Fiecare componentă este zero la o joncțiune, adică fiecare componentă este *triunghiulară*. În particular, componenta *directă* de purtători în exces (notată *F*) este zero la $x=W$, în timp ce componenta *inversă* (notată *R*) este zero la $x=0$.

Concentrația la $x=0$ depinde direct de v_{EB} și concentrația la $x=W$ depinde direct de v_{CB} conform relațiilor (21.1). În concluzie, componenta directă a distribuției de purtători în exces depinde de v_{EB} , nu și de v_{CB} .

Similar, componenta inversă depinde de v_{CB} , nu și de v_{EB} . Cu toate că fig. 21.1 reprezintă cazul cu polarizare directă a fiecărei joncțiunii, corespundența unu la unu între o componentă și o tensiune a joncțiunii este adevărată pentru orice valoare (directă sau inversă) a acelei tensiuni.

Componentele distribuției de purtători în exces reprezentate în fig. 21.1 b au evident proprietatea că aria distribuției totale este egală cu suma ariilor distribuțiilor componente și panta distribuției totale este egală cu suma pantelor distribuțiilor componente. Așa cum am văzut în paragrafele 7.3 și 8.1 curenții terminali asociați cu o distribuție particulară de purtători în exces în regiunea bazei sînt linear dependenți de panta și aria acelei distribuții, pentru ambele situații, statică și dinamică. În concluzie, fiecare curent terminal care însoțește distribuția totală arătată în fig. 21.1 a trebuie să fie suma unei perechi de componente de curent, fiecare fiind asociată cu una din distribuțiile componente din fig. 21.1 b. De exemplu, curentul de emitor poate fi considerat suma a două componente de curent. O componentă corespunde componentei directe a sarcinii de exces în bază; cealaltă componentă corespunde componentei inverse de sarcină. Curenții de colector și bază pot fi similar obținuți din superpoziția unei componente directe cu o componentă inversă.

Determinarea distribuției de purtători și a curenților terminali prin superpoziția a două componente este utilă pentru că fiecare componentă de sarcină depinde numai de o tensiune de joncțiune și pentru că fiecare componentă corespunde la distribuția de sarcină pe care ne-am bazat analiza funcționării în regiunea activă. Această distribuție aproximativă pentru regiunea activă este reprezentată prin curba cu linii întrerupte

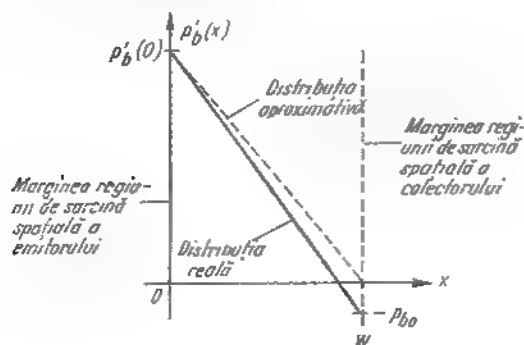


Fig. 21.2. Distribuția de purtători în exces din bază pentru funcționarea în regiunea activă.

din fig. 7.7, pe care am repetat-o aici în fig. 21.2. Această distribuție aproximativă este baza analizei în regiunea activă din capitolele 7 și 8. Compararea între fig. 21.1 b și 21.2 arată că distribuția notată cu F în fig. 21.1 b corespunde la distribuția aproximativă din regiunea activă pe care s-a bazat analiza din capitolul 7, în timp ce distribuția notată R

corespunde de asemenea aceleiași distribuții cu excepția schimbării emitorului cu colectorul. În concluzie, curenții terminali asociați cu fiecare componentă de distribuție pot fi exprimați, fără o analiză suplimentară, simplu, prin analogie cu funcționarea în regiunea activă dezvoltată anterior. Pentru început exploatăm această analogie pentru a obține un model static și apoi considerăm situațiile dinamice.

21.2. MODELELE STATICE EBERS-MOLL

21.1.2. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor pnp

Vom dezvolta un model de circuit static pentru un tranzistor bipolar pnp . Considerăm fiecare curent terminal format din suma unei componente directe cu o componentă inversă. Aceste componente corespund la componentele de distribuții de sarcină reprezentată în fig. 21.1 b. Componenta directă a curentului de emitor este, prin analogie cu rezultatul din regiunea activă, exprimată prin relația (7.9):

$$I_{EF} = I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1). \quad (21.2 a)$$

Coefficientul I_{ES} este caracteristica curentului de saturație a componentei directe a distribuției de sarcină; el este analog cu coeficientul $(1 + \delta)I_1$ din relația (7.9). Componenta directă a curentului de colector este mai mică decât I_{EF} pentru că o parte din componenta directă a curentului de emitor rezultă din injecția de electroni în emitor și pentru că nu toate golurile injectate în bază reușesc să ajungă la colector. Am folosit simbolul α_F pentru a nota raportul dintre mărimea componentei directe a curentului de colector și mărimea componentei directe a curentului de emitor. Componenta directă a curentului de colector rezultă:

$$I_{CF} = -\alpha_F I_{EF} = -\alpha_F I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1). \quad (21.2 b)$$

Semnul este negativ pentru că direcția de referință a lui I_C este către colector, în timp ce golurile care formează I_{CF} într-un tranzistor pnp ies din colector. Componenta directă a curentului de bază, care suportă injecția în emitor și recombinarea unei mici fracțiuni a purtătorilor injectați care dispar în bază, este:

$$I_{BF} = -(I_{EF} + I_{CF})$$

Astfel:

$$I_{BF} = -(1 - \alpha_F) I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (21.2c)$$

Componentele inverse ale curenților terminali sînt determinate de relații similare, cu excepția faptului că rolurile emitorului și colectorului sînt schimbate. Astfel, componentele inverse ale curenților, care sînt asociate cu componenta inversă a distribuției, sînt:

$$I_{ER} = -\alpha_R I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.3a)$$

$$I_{CR} = I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.3b)$$

$$I_{BR} = -(1 - \alpha_R) I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.3c)$$

unde I_{CS} reprezintă caracteristica curențului de saturație a componentei inverse a distribuției de purtători și reprezintă fracțiunea de purtători care ajung de la colector la emitor¹⁾. Curenții totali sînt obținuți prin superpoziția componentelor de curent independente. Astfel:

$$I_E = I_{EF} + I_{ER} = I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.4a)$$

$$I_C = I_{CF} + I_{CR} = -\alpha_F I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) + I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.4b)$$

$$I_B = I_{BF} + I_{BR} = -(1 - \alpha_F) I_{ES}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) - (1 - \alpha_R) I_{CS}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.4c)$$

Aceste ecuații exprimă curenții terminali ca funcții de tensiunile joncțiunilor pentru valori arbitrare (directă și inversă) ale acelor tensiuni. Aceste ecuații și principiul superpoziției pe care se bazează sînt denumite relațiile *Ebers Moll*²⁾.

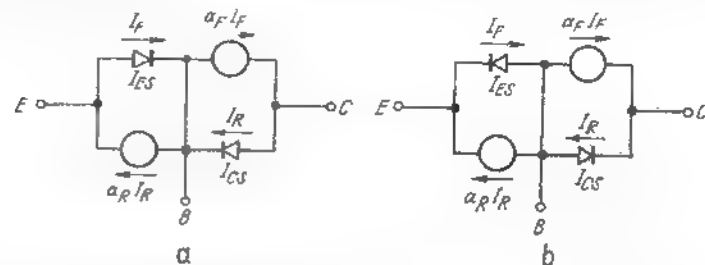


Fig. 21.3. Circuite echivalente statice care se aplică la tensiuni arbitrare ale joncțiunilor. Generatoarele de curent constant depind de curenții din diodele exponențiale:

a — tranzistor pnp; b — tranzistor npn.

¹⁾ În general α_R nu este egal cu α_F și I_{CS} nu este egal cu I_{ES} . În modelul nostru fizic simplu, parametru direct și invers diferă numai datorită concentrațiilor diferite de impurități, coeficienților de difuzie sau lungimilor de difuzie în emitor și colector. Structurile reale de tranzistoare bipolare nu sînt fizic simetrice față de bază și joncțiunile au arii diferite. În concluzie, relațiile curent-tensiune sînt diferite pentru componentele directă și inversă și aceste diferențe sînt reflectate prin valori inegale pentru α_F și α_R și pentru I_{ES} și I_{CS} .

²⁾ Ele au fost propuse pentru prima oară de J. J. Ebers și J. L. Moll de la Bell Telephone Laboratories (S.U.A.).

Ecuațiile Ebers-Moll pot fi modelate cu ajutorul unor circuite echivalente. Unul din aceste circuite echivalente este arătat în fig. 21.3 a. Acest circuit echivalent pentru un tranzistor pnp, este o superpoziție fizică a două circuite echivalente pentru regiunea activă dezvoltate în paragraful 7.3 și ilustrate în fig. 7.8 b. Corespondența circuitului echivalent cu relația (21.4) poate fi constatată simplu, prin însumarea curenților la fiecare din cele trei terminale.

21.2.2. Modelul Ebers-Moll pentru un tranzistor npn

Circuitul echivalent care modelează un tranzistor npn este arătat în fig. 21.3 b; el diferă numai prin faptul că diodele exponențiale sînt inversate. Ecuațiile care reprezintă acest circuit echivalent npn sînt:

$$I_E = -I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) + \alpha_R I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.5 a)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) - I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.5 b)$$

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) + (1 - \alpha_R) I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.5 c)$$

Coeficienții α_F , α_R , I_{ES} și I_{CS} sînt, în ambele cazuri, definiți ca să reprezinte cantități pozitive.

Parametrii α_F și α_R care apar în aceste modele, sînt amplificările de curent statice în scurt circuit în regim normal (direct) și inversat, în montajul cu baza comună. Amplificarea directă cu baza comună α_F a fost discutată anterior, amplificarea inversă corespunzătoare α_R are o interpretare similară. Coeficienții I_{ES} și I_{CS} sînt denumiți *curenți de saturație în scurtcircuit* de emitor și colector. Aceste descrieri rezultă din relațiile (21.4) și (21.5), sau din circuitele echivalente din fig. 21.3, care arată că I_{ES} și I_{CS} sînt curenții de saturație ai joncțiunii de emitor și respectiv, de colector, cînd cealaltă joncțiune este scurtcircuitată.

21.2.3. Modelele care depind de curenții terminali

Ecuațiile Ebers-Moll furnizează baza pentru alt grup de modele, care diferă prin faptul că generatoarele de curent depind direct de curenții terminali, în loc de curenții prin diode sau, echivalent, de tensiunile joncțiunilor. Astfel, ecuațiile (21.4a) și (21.4b), care sînt pentru tranzistoare pnp, pot fi scrise în forma următoare:

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CO}(e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (21.6 a)$$

$$I_E = -\alpha_R I_C + I_{EO}(e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (21.6 b)$$

unde:

$$I_{EO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES} \quad (21.7 a)$$

$$I_{CO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} \quad (21.7 b)$$

Această pereche de ecuații poate fi reprezentată prin circuitul echivalent din fig. 21.4 a (vezi problema P.21.1).

Coeficienții I_{E0} și I_{C0} sunt denumiți *curenții de saturație în gol* de emitor și respectiv, colector. Așa cum se poate observa din ecuațiile (21.6) sau din fig. 21.4, ei sunt curenții de saturație ai joncțiunilor de emitor și, respectiv de colector, *când terminalul opus este în gol*.

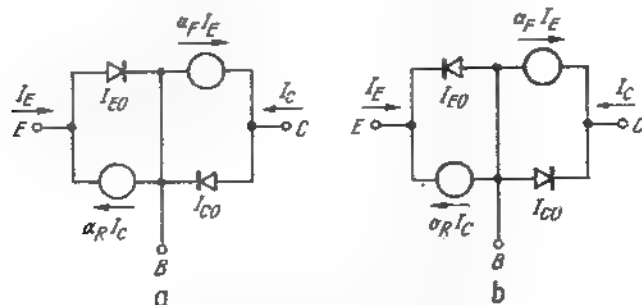


Fig. 21.4. Circuitele echivalente în care generatoarele de curent depind de curenții terminali:

a - tranzistor pnp; b - tranzistor npn.

Circuitele echivalente din fig. 21.4 sînt cu totul asemănătoare cu cele din fig. 21.3. Întrucît sursele de curent din circuitele echivalente din fig. 21.3 sînt dependente direct de curenții diodelor și implicit de tensiunile joncțiunilor, aceste circuite echivalente sînt în general cele mai potrivite la situațiile reale ale circuitelor, unde sau se cunosc tensiunile joncțiunilor, sau pot fi determinate simplu. Pe de altă parte, sursele de curent din circuitele echivalente din fig. 21.4 sînt dependente direct de curenții terminali. Astfel, aceste circuite echivalente sînt potrivite în cazurile cînd se cunosc mai bine curenții terminali decît tensiunile joncțiunilor.

Modelele pe care le-am dezvoltat în acest paragraf sînt caracterizate prin patru parametri: α_F , α_R , I_{E0} și I_{C0} (sau I_{E0} și I_{C0}). Totuși, acești parametri nu sînt independenți. Deși nu vom dezvolta aici o demonstrație, se poate arăta că parametrii sînt legați prin¹:

$$\alpha_F I_{E0} = \alpha_R I_{C0} \quad (21.8 \text{ a})$$

sau, echivalent, prin:

$$\alpha_F I_{E0} = \alpha_R I_{C0} \quad (21.8 \text{ b})$$

¹ Vezi paragraful 9.1.3 din referința bibliografică 21.1.

Aceste condiții de reciprocitate arată că trei, și nu patru, măsurări sînt suficiente pentru a caracteriza relațiile statice $V-I$ ale unui tranzistor.

Toate circuitele echivalente arătate în fig. 21.3 și 21.4 conțin diode exponențiale, deci ele păstrează neliniaritatea exponențială care este caracteristica unei joncțiuni pn ideal. Aceste diode exponențiale pot fi înlocuite dacă sîntem satisfăcuți de o precizie mai mică, cu diode ideale cu caracteristica linearizată pe porțiuni. Circuitele echivalente care se obțin sînt mai puțin precise, dar mai ușor de aplicat.

21.3. MODELELE DINAMICE CU CONTROL PRIN SARCINĂ

21.3.1. Modelul cu control prin sarcină pentru un tranzistor pnp

Principiul superpoziției, discutat în paragraful 21.1.2, poate servi la găsirea modelelor dinamice pentru tranzistoare bipolare, dacă se consideră că sarcina totală în exces din bază, asociată cu distribuția din fig. 21.1 a, poate fi descompusă în două componente aditive, care sînt asociate, la rîndul lor, cu distribuțiile din fig. 21.1 b. Astfel, sarcina totală în exces în bază q_B este:

$$q_B = q_F + q_R \quad (21.9)$$

unde q_F este componenta directă și q_R componenta inversă. Fiecare din aceste componente depinde numai de o tensiune de joncțiune. Astfel, prin analogie cu ecuația (8.8) avem, pentru tranzistoare pnp:

$$q_F = q_{F0} (e^{V_{EB}/kT} - 1) \text{ (pnp)} \quad (21.10 \text{ a})$$

$$q_R = q_{R0} (e^{V_{CB}/kT} - 1) \text{ (pnp)}. \quad (21.10 \text{ b})$$

Coeficienții q_{F0} și q_{R0} sînt egali ca valoare pentru o structură unidimensională de tranzistor în care joncțiunile au aceeași arie; ele au valoarea $qA W p_{b0}/2$, așa cum arată relația (8.8). Introducem simboluri separate pentru acești doi coeficienți pentru a permite disimetriei în structura tranzistorului. Se observă că componentele de sarcină q_F și q_R sînt pozitive cînd joncțiunile corespunzătoare sînt polarizate direct, adică, cînd tensiunile joncțiunilor corespunzătoare sînt pozitive.

Componentele directe ale curenților terminali instantanei depind numai de q_F . Componenta directă a curențului de colector, care este proporțională cu panta componentei directe a distribuției de purtători în exces din regiunea bazei, este astfel proporțională cu q_F (care este deter-

minată de aria distribuției). În concluzie, prin analogie cu relația (8.6 a), avem :

$$i_{CF} = -\frac{q_F}{\tau_F} \quad (21.11 a)$$

Componenta directă a curentului de bază are două componente. Una este proporțională cu q_F ; ea alimentează recombinarea purtătorilor în exces în bază și suportă injecția inversă în emitor. A doua componentă este proporțională cu dq_F/dt . Această componentă de sarcină variabilă apare deoarece purtători majoritari în exces trebuie să fie furnizați bazei pentru a neutraliza purtătorii minoritari în exces injectați. Astfel, prin analogie cu relația (8.6 b), avem o relație care exprimă conservarea sarcinii în bază :

$$i_{BF} = -\frac{dq_F}{dt} - \frac{q_F}{\tau_{BF}} \quad (21.11 b)$$

Componenta directă a curentului de emitor este determinată prin legea lui Kirchhoff pentru curenți ca : $-(i_{CF} + i_{BF})$. Astfel, avem :

$$i_{EF} = \frac{dq_E}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{q_F}{\tau_F} \quad (21.11 c)$$

Similar, componentele inverse depind numai de q_R . Aceste componente sînt obținute simplu prin analogie cu relațiile (21.11), dar cu rolurile emitorului și colectorului interschimbate. Astfel :

$$i_{CF} = \frac{dq_R}{dt} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} + \frac{q_R}{\tau_R} \quad (21.12 a)$$

$$i_{BR} = -\frac{dq_R}{dt} - \frac{q_R}{\tau_{BR}} \quad (21.12 b)$$

$$i_{ER} = -\frac{q_R}{\tau_R} \quad (21.12 c)$$

În final, curenții terminali instantanei totali sînt obținuți prin superpoziție :

$$i_E = i_{EF} + i_{ER} = \frac{dq_F}{dt} + q_F \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}} \right) - \frac{q_R}{\tau_R} \quad (pnp) \quad (21.13 a)$$

$$i_C = i_{CF} + i_{CR} = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_R}{dt} + q_R \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) \quad (pnp) \quad (21.13 b)$$

$$i_B = i_{BF} + i_{BR} = -\frac{dq_F}{dt} - \frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{dq_R}{dt} - \frac{q_R}{\tau_{BR}} \quad (pnp) \quad (21.13 c)$$

21.3.2. Relația între parametrii modelului cu control prin sarcină și parametrii Ebers-Moll

Evident, modelul cu control prin sarcină trebuie să se reducă la modelul Ebers-Moll pentru cazuri statice. Noi putem folosi acest fapt pentru a lega cîțiva din parametrii modelului cu control prin sarcină din relațiile (21.13), de parametrii Ebers-Moll. Probabil, cel mai simplu mod de a stabili relația este de a compara cele două sisteme de ecuații în condiții statice. În aceste condiții termenul în dq_F/dt din relația (21.13 a) este neglijabil și ecuația modelului cu control prin sarcină pentru curentul de emitor se reduce la :

$$i_E = q_F \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}} \right) - \frac{q_R}{\tau_R} \quad (21.14)$$

Această relație poate fi exprimată în termeni de tensiuni ale joncțiunilor, folosind relațiile (21.10), care exprimă q_F și q_R în termeni de V_{BE} și V_{CB} respectiv. Rezultatul este :

$$i_E = \frac{Q_{FO}}{\tau_F} \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}} \right) (e^{qV_{BE}/kT} - 1) - \frac{Q_{RO}}{\tau_R} (e^{qV_{CB}/kT} - 1). \quad (21.15)$$

Relația Ebers-Moll corespunzătoare este dată de relația (21.4 a), care este repetată aici :

$$I_E = I_{ES} (e^{qV_{BE}/kT} - 1) - \alpha_{RC} I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1).$$

Evident, această relație este echivalentă cu relația (21.15), dacă parametrii de control prin sarcină și Ebers-Moll sînt legați între ei în felul următor :

$$I_{ES} = Q_{FO} \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}} \right) \quad (21.16 a)$$

$$\alpha_{RC} I_{CS} = \frac{Q_{RO}}{\tau_R} \quad (21.16 b)$$

În același fel, ecuația modelului cu control prin sarcină pentru i_C , dată de relația (21.13 b) se reduce în condiții statice la o formă care este echivalentă cu relația Ebers-Moll (21.4 b), dacă parametrii au următoarele expresii :

$$I_{CS} = Q_{RO} \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) \quad (21.17 a)$$

$$\alpha_{FE} I_{ES} = \frac{Q_{FO}}{\tau_F} \quad (21.17 b)$$

Dependența lui α_F (și β_F) de parametrii de control prin sarcină poate fi determinată eliminând I_{ES} și Q_{FO} între relațiile (21.16 a) și (21.17 b). Rezultatul este :

$$\alpha_F = \frac{\tau_{BF}}{\tau_{BF} + \tau_F} \quad (21.18 \text{ a})$$

Astfel, întrucît $\beta_F = \alpha_F / (1 - \alpha_F)$

$$\beta_F = \frac{\tau_{BF}}{\tau_F} \quad (21.18. \text{ b})$$

Expresiile corespunzătoare pentru parametrii inverși sînt :

$$\alpha_R = \frac{\tau_{BR}}{\tau_{BR} + \tau_R} \quad (21.18 \text{ c})$$

$$\beta_R = \frac{\tau_{BR}}{\tau_R} \quad (21.18 \text{ d})$$

Se observă că relația de reciprocitate (21.8 a) cere :

$$\frac{Q_{FO}}{Q_{RO}} = \frac{\tau_F}{\tau_R} \quad (21.19)$$

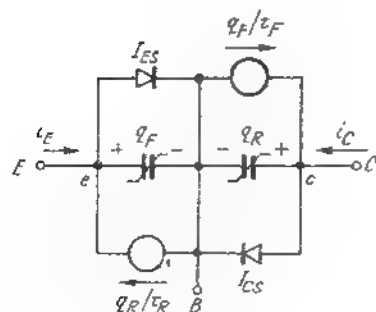


Fig. 21.5. Un circuit echivalent dinamic care este aplicabil pentru tranzistoarele pnp cu tensiuni arbitrare ale joncțiunilor.

Această corespondență între modelul cu control prin sarcină și modelul Ebers-Moll face posibilă dezvoltarea unui circuit echivalent sau a unei reprezentări printr-o rețea electrică pentru relațiile modelului cu control prin sarcină, așa cum se arată în fig. 21.5. Acest model de circuit este complet echivalent cu relațiile (21.13). Termenul dq_F/dt din i_E este repre-

zentat printr-o capacitate neliniară, termenul în q_F este reprezentat printr-o diodă exponențială avînd curentul de saturație I_{ES} și termenul în q_R este reprezentat printr-un generator de curent dependent. Interpretarea regiunii de colector este similară.

21.3.3. Un model pnp cu control prin sarcină care include capacitățile regiunilor de sarcină spațială

Circuitul echivalent din fig. 21.5 se justifică pentru componentele curenturilor terminali necesare pentru a menține și a schimba sarcinile stocate de purtători în exces din regiunea neutră a bazei. Așa cum am văzut deja pentru diode cu joncțiune și pentru tranzistorul din regiunea activă, este de asemenea necesar să se considere și componentele curenturilor terminali determinați de variația straturilor bipolare de sarcină din regiunile de sarcină spațială ale joncțiunilor. Aceste componente ale curenturilor terminali pot fi modelate prin adăugarea termenilor în dq_F/dt la ecuațiile de bază ale modelului cu control prin sarcină date de relațiile (21.13)

$$i_E = \frac{dq_E}{dt} + q_F \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}} \right) - \frac{q_R}{\tau_R} + \frac{dq_{FE}}{dt} \quad (pnp) \quad (21.20 \text{ a})$$

$$i_C = - \frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_R}{dt} + q_R \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) + \frac{dq_{RC}}{dt} \quad (pnp) \quad (21.20 \text{ b})$$

$$i_B = - \frac{dq_F}{dt} - \frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{dq_R}{dt} - \frac{q_R}{\tau_{BR}} - \frac{dq_{FE}}{dt} - \frac{dq_{RC}}{dt} \quad (pnp). \quad (21.20 \text{ c})$$

Termenul dq_{FE}/dt reprezintă curentul care încarcă stratul bipolar al joncțiunii emitor-bază ; el apare și în expresia curentului de emitor, și în expresia curentului de bază. Termenul dq_{RC}/dt are aceeași semnificație la joncțiunea colector-bază. Sarcinile stocate q_{FE} și q_{RC} sînt funcții explicite de ψ și, respectiv, ψ_{CB} . Această dependență funcțională este dată de relația (4.36), care este repetată aici :

$$q_F = K [(\psi_0)^n - (\psi_0 - V)^n] \quad (21.21)$$

unde, pentru o joncțiune abruptă : $n = \frac{1}{2}$, iar pentru o joncțiune gradată liniară : $n = \frac{2}{3}$. Potențialul de contact este notat cu ψ_0 iar K este o constantă care depinde de aria joncțiunii și de detaliile profilului de impurități

(vezi paragraful 4.4.1). Sarcina stocată în regiunea de sarcină spațială este desigur, legată direct de capacitatea de semnal mic a regiunii de sarcină spațială; se va vedea în paragraful 22.5.1. că constanta K poate fi ușor determinată din informația asupra acestei capacități de semnal mic.

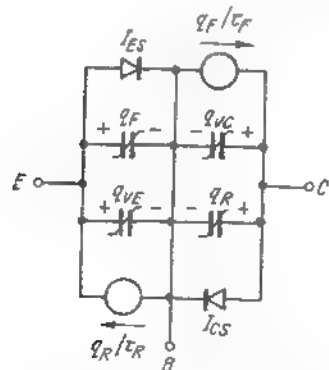


Fig. 21.6. Un circuit echivalent dinamic pentru tranzistoare pnp, care ia în considerație curenții de încărcare a capacităților regiunilor de barieră.

Acești curenții de încărcare a regiunii de sarcină spațială pot fi reprezentați în circuitele echivalente ale modelelor pentru regimul dinamic, prin adăugarea unor capacități neliniare în paralel pe fiecare joncțiune, ca în fig. 21.6.

21.3.4. Relația între modelul cu control prin sarcină și circuitul echivalent π -hibrid

Așa cum modelul cu control prin sarcină trebuie să se reducă la modelul Ebers-Moll pentru cazul static, tot astfel el trebuie să se reducă la modelul π -hibrid pentru funcționarea dinamică la semnal mic în regiunea activă. În această regiune colectorul este polarizat invers, astfel încât q_R este fixat și egal cu $-Q_{RO}$. Astfel dq_R/dt este zero.

Mai mult, se știe din relația (21.19 a) că în această regiune :

$$\frac{q_R}{\tau_R} = -\frac{Q_{RO}}{\tau_R} = -\alpha_R I_{OS}.$$

Întrucât I_{OS} este tipic în dimensiul $10^{-8} - 10^{-10} A$, termenul q_R din relația (21.20 b) va fi de ordinul nanoamperilor și, astfel, poate fi neglijat comparativ cu ceilalți curenți. Pe această bază relația (21.20 b) se reduce la :

$$i_o \approx -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_{VC}}{dt} \quad (21.22 a)$$

și ecuația (21.20 c) devine :

$$i_b \approx -\frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{d}{dt} (q_F + q_{FB} + q_{VC}). \quad (21.22 b)$$

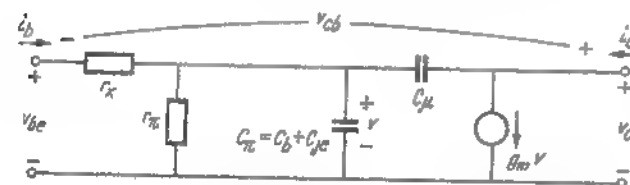


Fig. 21.7. Circuitul echivalent π -hibrid pentru semnal mic.

Ecuațiile corespunzătoare de semnal mic în domeniul timp, pentru circuitul echivalent π -hibrid (fig. 21.7) sînt, dacă presupunem că $r_x \approx 0$:

$$i_b = q_\pi v_{be} + (C_b + C_{je}) \frac{dv_{be}}{dt} - C_\mu \frac{dv_{ce}}{dt} \quad (21.23 a)$$

$$i_c = g_m v_{be} + C_\mu \frac{dv_{ce}}{dt}. \quad (21.23 b)$$

Dacă notăm cu Q_b sarcina lui C_b și remintim din capitolul 11 [ecuația (11.20 d)] că :

$$Q_b = \frac{W^2}{2D_b} g_m \quad (21.24)$$

atunci :

$$Q_b = C_b v_{be} = \frac{W^2}{2D_b} g_m v_{be}. \quad (21.25)$$

Substituind $g_m v_{be}$ din (21.25) în relația (21.23 b), obținem :

$$i_c = \frac{Q_b}{W^2/2D_b} + C_\mu \frac{dv_{ce}}{dt}. \quad (21.26)$$

Evident ecuația (21.26) este identică cu ecuația (21.22 a) imediat ce se observă că Q_b este componenta la semnal mic a lui $-q_F$ și se liniarizează sarcina stocată în regiunea de sarcină spațială:

$$\frac{dq_{FC}}{dt} = C_{jc} \frac{dv_{CB}}{dt} = C_{jc} \frac{dv_{CB}}{dt} \quad (21.27)$$

Reamintim din capitolul 8 că τ_F este definit ca:

$$\tau_F = \frac{W^2}{2D_b} \quad (21.28)$$

Este important de notat că noi nu am fost nevoiți să liniarizăm sarcina stocată q_F din modelul cu control prin sarcină, datorită relației liniare între sarcină și curent în această reprezentare a tranzistorului.

Operații similare pot stabili faptul că relațiile (21.22 b) și (21.23 a) sînt de asemenea identice (vezi problema P.21.4).

Ecuațiile (21.24) și (21.28) servesc să lege τ_F și ω_T . Dar:

$$\tau_F = \frac{W^2}{2D_b} = \frac{C_b}{g_m} \quad (21.29 a)$$

Reamintim din paragraful 12.2.4 că:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} = \frac{g_m}{C_b + C_{jc} + C_{jc}} \quad (21.29 b)$$

Astfel din ecuația (21.29 a) rezultă:

$$\tau_F = \frac{1}{\omega_T} = \frac{C_b + C_{jc}}{g_m} \quad (21.29 c)$$

Dacă ω_T este măsurat pentru un curent de ordinul 1–10 mA astfel încît C_b domină numitorul relației (21.29 b), atunci relația (21.29 c) se reduce la:

$$\tau_F \approx \frac{1}{\omega_T} \quad (11.29 d)$$

21.3.5. Modelul cu control prin sarcină pentru un tranzistor npn

Este simplu să modificăm modelele cu control prin sarcină obținute anterior pentru a le aplica la un tranzistor npn.

Pentru simplitate, reținem convenția că sarcinile q_F și q_R sînt pozitive cînd tensiunile corespunzătoare ale joncțiunilor sînt pozitive. Astfel relațiile (21.10) trebuie înlocuite cu:

$$q_F = Q_{FO} (e^{V_{BE}/KT} - 1) \quad (nnp) \quad (21.30 a)$$

$$q_R = Q_{RO} (e^{V_{BC}/KT} - 1) \quad (nnp) \quad (21.30 b)$$

Pentru că rolurile gurilor și electronilor se schimbă, curenții terminali dintr-un tranzistor npn au toți semn opus față de curenții corespunzători dintr-un tranzistor pnp. Astfel ecuațiile npn analoge cu ecuațiile (21.13) sînt:

$$i_E = -\frac{dq_F}{dt} - q_F \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{EF}} \right) + \frac{q_R}{\tau_R} \quad (nnp) \quad (21.31 a)$$

$$i_C = \frac{q_F}{\tau_F} - \frac{dq_R}{dt} - q_R \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) \quad (nnp) \quad (21.31 b)$$

$$i_B = \frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{dq_R}{dt} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} \quad (nnp) \quad (21.31 c)$$

Circuitul echivalent corespunzător pentru npn este reprezentat în fig. 21.8 a. Se observă că diodele exponențiale, sarcinile stocate neliniare și generatorii dependenți sînt toți inversați.

Cînd se consideră și curenții de încărcare a regiunilor de sarcină spațială expresiile curenților terminali devin:

$$i_E = -\frac{dq_F}{dt} - q_F \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{EF}} \right) + \frac{q_R}{\tau_R} - \frac{dq_{FE}}{dt} \quad (nnp) \quad (21.32 a)$$

$$i_C = \frac{q_F}{\tau_F} - \frac{dq_R}{dt} - q_R \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) + \frac{dq_{RC}}{dt} \quad (nnp) \quad (21.32 b)$$

$$i_B = \frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{dq_R}{dt} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} + \frac{dq_{FE}}{dt} + \frac{dq_{FC}}{dt} \quad (nnp) \quad (21.32 c)$$

Circuitul echivalent corespunzător pentru *nnp* este reprezentat în fig. 21.8 b.

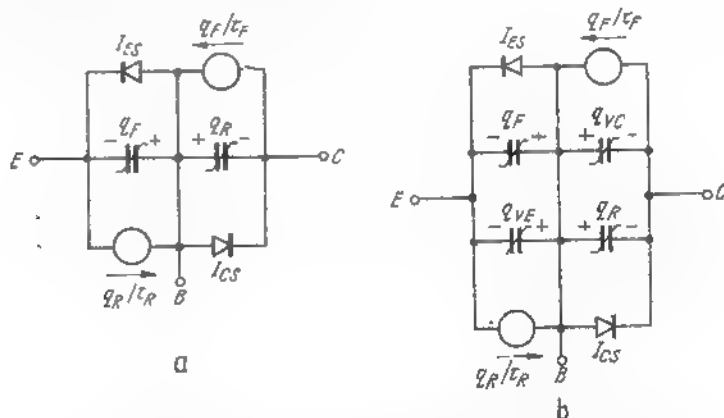


Fig. 21.8. Circuitele echivalente ale modelelor cu control prin sarcină pentru tranzistoare *nnp* (aceste circuite echivalente trebuie comparate cu cele din fig. 21.5 și 21.6):
 a - circuitul echivalent de bază; b - circuitul echivalent care include capacitățile regiunilor de barieră.

21.4. REGIUNI DE FUNCȚIONARE

Modelele generale dezvoltate în paragraful precedent se aplică și pentru tensiuni directe, și pentru tensiuni inverse ale oricărei joncțiuni. Întrucât efectul fizic al unei tensiuni directe este mult diferit de efectul fizic al unei tensiuni inverse, aceste modele generale se reduc la forme simple numai dacă domeniul de variație a tensiunilor joncțiunilor este limitat. De aceea, considerăm formele simplificate ale acestor modele, care se aplică, în câteva domenii sau regiuni de funcționare, care pot fi definite în termeni de tensiuni ale joncțiunilor directe sau inverse. Întrucât fiecare joncțiune poate avea sau o tensiune directă, sau o tensiune inversă, există patru regiuni de funcționare:

1. *Regiunea activă directă (normală)* corespunde la polarizarea directă a joncțiunii de emitor și polarizarea inversă a joncțiunii de colector. Este regimul de funcționare la care se aplică toate analizele de semnal mic din capitolele 7 până la 20.

2. *Regiunea activă inversată* corespunde la polarizarea directă a joncțiunii de colector și polarizarea inversă a joncțiunii de emitor. Este regiunea în care tranzistorul se comportă ca un dispozitiv controlat în tensiune, dar rolurile emitorului și colectorului sunt inversate.

3. *Regiunea de blocare* corespunde la polarizarea inversă a ambelor joncțiuni.

4. *Regiunea de saturație* corespunde la polarizarea directă a ambelor joncțiuni.

21.4.1. Funcționarea în regiunea activă

Când un tranzistor funcționează în *regiunea activă*, diodele de colector din circuitele echivalente statice din fig. 21.3 și 21.4 sunt polarizate invers și pot fi înlocuite cu surse de curent constant care au valori egale cu

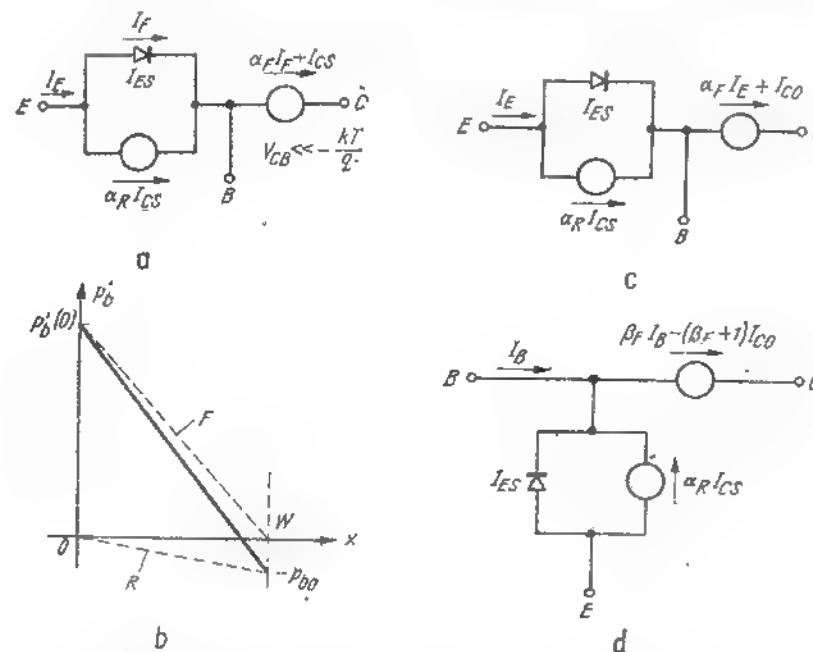


Fig. 21.9. Circuitele echivalente și distribuțiile de purtători pentru funcționarea în regiunea activă directă:

a - circuitul echivalent pentru un tranzistor *nnp*; b - distribuția de purtători; c - circuitul echivalent pentru un tranzistor *pnp* cu generator dependent controlat prin I_E ; d - circuitul echivalent pentru un tranzistor *pnp* cu generator dependent controlat prin I_B .

cureții de saturație ai diodelor de colector corespunzătoare. Astfel, circuitul echivalent *pnp* din fig. 21.3 a se reduce la circuitul echivalent din fig. 21.9 a pentru funcționarea în regiunea activă normală. În fig. 21.9 b

se reprezintă distribuția corespunzătoare de purtători din regiunea bazei. Acest circuit echivalent trebuie să fie comparat cu circuitul echivalent din fig. 7.9 a, care are la bază o analiză în care s-a neglijat de fapt componenta inversă a distribuției de purtători. Efectul componentei inverse este de a aduna componenta $-I_{CS}$ la curentul de colector și componenta $\alpha_R I_{CS}$ la curentul de emitor. Evident, aceste componente au efect neglijabil dacă tranzistorul funcționează în plină regiune activă, în care caz curentul I_F este mult mai mare decât I_{CS} .

Dacă folosim legea lui Kirchhoff pentru curenți pentru a exprima I_F din circuitul echivalent din fig. 21.9 a funcție de curentul terminal I_B , rezultă circuitul echivalent din fig. 21.9 c (vezi problema P.21.5). Acest circuit echivalent trebuie comparat cu cel din fig. 7.11 a, unde s-a postulat că se consideră două generatoare de curent constant pentru o valoare constantă mică a lui q_F .

Desigur, circuitul echivalent static din fig. 21.9 c poate fi de asemenea pus într-o formă în care generatorul dependent este controlat de curentul de bază. Avem:

$$I_E = -(I_B + I_C).$$

Astfel:

$$I_C = -(\alpha_F I_E + I_{CO}) = \alpha_F I_B + \alpha_F I_C - I_{CO}$$

sau:

$$I_C = \beta_F I_B - (\beta_F + 1) I_{CO} \quad (21.33)$$

unde $\beta_F = \alpha_F / (1 - \alpha_F)$. Circuitul echivalent care se obține, care este reprezentat în Fig. 21.9 d, este același cu cel din fig. 7.11 b.

Se pot dezvolta modele similare approximate pentru regiunea activă, pentru tranzistoare npn. Se observă că componentele dependente ale generatorilor de curent din circuitele echivalente din Fig. 21.9 c și d nu sînt inversate în formele npn ale acestor circuite echivalente, deși componentele independente au semn opus și dioda și celelalte generatoare sînt inversate. Componentele dependente ale generatoarelor de curent de colector rămîn aceleași pentru că ele depind de un curent terminal, care are aceeași direcție de referință și pentru tranzistoare npn, și pnp (vezi problema P. 21.6).

Circuitul echivalent dinamic din fig. 21.6 poate fi redus pentru aplicarea în regiunea activă cu simplificări similare. Cînd jonțiunea de colector este polarizată invers cu mai mult de cîtiva kT/q , sarcina inversă q_R este fixată la $-Q_{RO}$ și este virtual zero. Specific, dacă presupunem că $\alpha_R = 0,2$, $I_{CS} = 10^{-10}$ A și $\tau_R = 1$ nsec, care sînt valori tipice pentru un tranzistor de siliciu de putere mică, avem:

$$Q_{RO} = \alpha_R I_{CS} \tau_R = 0,2 \times 10^{-10} \text{ coulomb}$$

care este mai mică decît sarcina unui singur electron. În concluzie, relațiile (21.20 b și c) se reduc la:

$$i_C = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_{VC}}{dt} \quad (21.34a)$$

$$i_E = -\frac{q_F}{\tau_{EF}} - \frac{d}{dt}(q_F + q_{RE} + q_{RC}) \quad (21.34b)$$

Circuitul echivalent corespunzător pentru regiunea activă este dat în fig. 21.10. Acest circuit echivalent, este, desigur, echivalent cu modelul cu control prin sarcină dezvoltat în paragraful 8.1.2. și reprezentat în fig. 8.5.

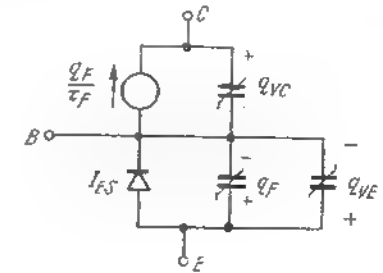


Fig. 21.10. Circuitul echivalent al modelului cu control prin sarcină pentru regiunea activă.

În unele cazuri, la o polarizare directă a diodei de emitor în plus cu numai cîteva zecimi de volt, q_F va fi mult mai mare decît q_{FE} , astfel încît în relația (21.34 b) se poate neglijă și termenul următor. Aceste sarcini sînt comparate în fig. 8.7, care este repetată aici ca fig. 21.11.

La majoritatea tranzistoarelor care se fabrică în prezent, este rezonabil să se presupună că în regiunea activă, curentul de colector din relația (21.34 a) este determinat în principal de termenul q_F/τ_F , iar termenul dq_{VC}/dt poate fi neglijat, adică:

$$i_C \approx -q_F/\tau_F \quad (21.35a)$$

Această aproximație este analogă cu aproximarea de semnal mic a neglijării încărcării lui C_μ la ieșirea circuitului echivalent π -hibrid, în timp ce se păstrează efectul de încărcare a lui C_μ în circuitul de intrare. Relațiile (21.34 b) și (21.35 a) pot fi combinate ca să se obțină:

$$i_E = \frac{i_C}{\beta_F} + \tau_F \frac{di_C}{dt} - \frac{d(q_{FE} + q_{VC})}{dt} \quad (21.35 b)$$

Această relație se poate folosi pentru a determina $i_C(t)$ pentru un curent specificat de comandă pe bază. Sarcina regiunii de sarcină spațială a joncțiunii de colector, q_{VC} , este legată de i_C prin parametrii circuitului în care este conectat tranzistorul. În general, această relație este neliniară.

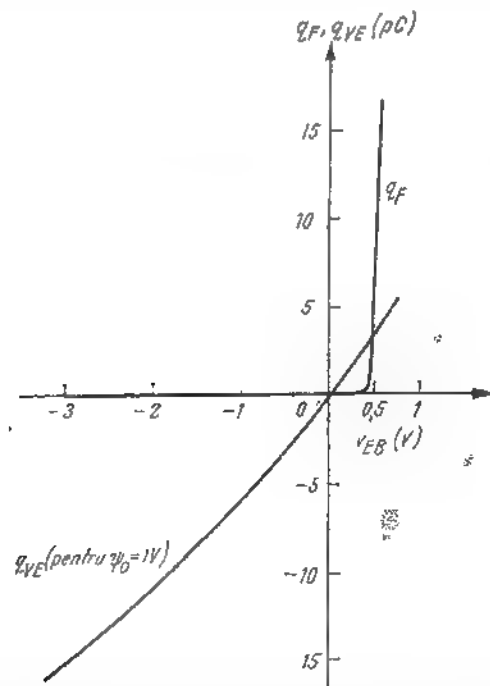


Fig. 21.11. Comparație între dependența sarcinii din regiunea bazei q_F și a sarcinii regiunii de sarcină spațială a emitorului funcție de tensiunea emitor bază v_{BE} .

Dacă tranzistorul este comandat cu curenți mari de bază, cea mai mare parte a curentului de bază va fi folosită pentru modificarea sarcinii stocate în timpul tranziției și aproape nici o cantitate de curent nu va fi necesară pentru a menține recombinarea. În acest caz, relațiile (21.34) pot fi simplificate ulterior prin neglijarea termenului q_F/τ_{BF} în relația (21.34 b).

Întrucât regiunea activă inversată diferă de regiunea activă normală numai prin faptul că emitorul și colectorul sînt schimbați între ei, nu este necesară o discuție ulterioară a modelelor pentru această regiune.

21.4.2. Regiunea de blocare

Regiunea de blocare de funcționare a unui tranzistor poate fi modelată foarte simplu pentru că nu există injecție de purtători minoritari în bază. Astfel, circuitul echivalent static din fig. 21.3 se reduce la forma arătată în fig. 21.12 a. În multe cazuri, în particular pentru tranzistoare de siliciu,

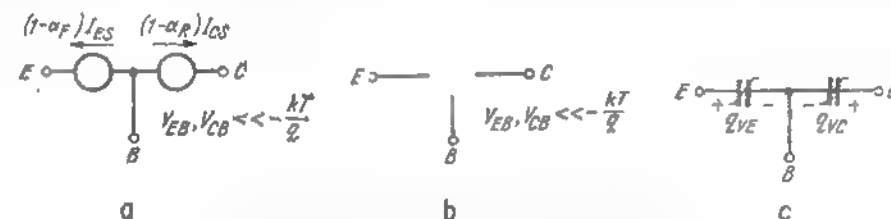


Fig. 21.12. Regiunea de blocare este caracterizată prin curenți terminali constanți și mici și prin inexistența cuplajului între emitor și colector:

a - circuitul echivalent static pentru un tranzistor pnp; b - circuitul echivalent aproximativ; c - circuitul echivalent dinamic pentru regiunea de blocare

curenții de saturație sînt atît de mici încît pot fi complet neglijate și circuitul echivalent poate fi reprezentat ca un circuit în gol, așa cum se arată în fig. 21.12 b. Adică, un tranzistor care lucrează în regiunea de blocare poate fi considerat într-o primă aproximație, ca neavînd conexiuni interne între cele trei terminale.

Simplificări similare se fac în modelul cu control prin sarcină, cînd funcționarea este limitată la regiunea de blocare. Așa cum s-a observat mai sus, nu există nici o injecție de purtători minoritari, astfel încît q_F și q_E trebuie să fie nuli. Aceasta se reprezintă grafic în fig. 21.11, în care se dau sarcina regiunii de sarcină spațială q_{VE} și sarcina directă din bază q_F , funcție de v_{BE} . Pentru v_{BE} mai mic decît cîteva zecimi de volt și pozitiv, q_F este virtual zero. Evident, q_{VE} este singura sarcină semnificativă asociată cu dioda emitor-bază polarizată invers. Similar pentru dioda de colector, q_E este zero, dar q_{VC} este important. În concluzie tot curentul de bază este folosit pentru a modifica sarcina în regiunile de sarcină spațială. Astfel, pentru regiunea de blocare, relațiile (21.20) se simplifică la:

$$i_E = \frac{dq_{VE}}{dt} \quad (21.36 \text{ a})$$

$$i_C = \frac{dq_{VC}}{dt} \quad (21.36 \text{ b})$$

$$i_B = -\frac{d}{dt}(q_{VE} + q_{VC}) \quad (21.36 \text{ c})$$

Circuitul echivalent al regiunii de blocare corespunzător acestor ecuații se reprezintă în fig. 21.12 c.

21.4.3. Regiunea de saturație

Regiunea de saturație de funcționare corespunde la polarizarea directă a ambelor joncțiuni. Dacă dorim să păstrăm natura neliniară exponențială a joncțiunilor, nu este posibilă nici o simplificare a circuitelor echivalente statice din fig. 21.3. Totuși, în multe cazuri se pot neglija în întregime tensiunile directe mici ale joncțiunilor și tranzistorul poate fi modelat ca în fig. 21.13, respectiv ca un scurtcircuit între toate cele trei terminale. Această neglijare completă a tensiunilor directe ale joncțiunilor este echivalentă cu înlocuirea diodelor exponențiale cu diode ideale, cu caracteristica liniarizată pe porțiuni.

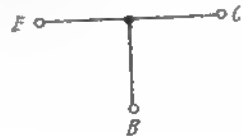


Fig. 21.13. Un circuit echivalent aproximativ pentru regiunea de saturație.

Domeniul curenților terminali statici pentru care se aplică circuitul echivalent aproximativ al regiunii de saturație din fig. 21.13 poate fi determinat prin inspectarea circuitului echivalent din fig. 21.4 a. Ambele diode din circuitul echivalent al unui tranzistor *pnp* vor fi polarizate direct dacă următoarele inegalități sînt satisfăcute simultan:

$$\alpha_F I_E > -I_C \quad (21.37 \text{ a})$$

$$\alpha_R I_C > -I_E \quad (21.37 \text{ b})$$

Dacă folosim legea lui Kirchhoff pentru curenți ($I_E + I_B + I_C = 0$) pentru a introduce I_B , aceste inegalități devin:

$$\alpha_F I_E > I_E + I_B \quad (21.38 \text{ a})$$

$$\alpha_R I_C > I_C + I_B \quad (21.38 \text{ b})$$

sau, echivalent:

$$-I_B > (1 - \alpha_F) I_E \quad (21.39 \text{ a})$$

$$-I_B > (1 - \alpha_R) I_C \quad (21.39 \text{ b})$$

Acum distingem trei moduri posibile de funcționare a unui tranzistor în regiunea de saturație. În primul mod de funcționare emitorul este polarizat direct mai mult decît colectorul, astfel încît curenții intră în regiunea bazei prin joncțiunea emitorului și iese prin joncțiunea colectorului. În acest mod de funcționare, care este de obicei denumit *regiune de saturație directă*, I_E este pozitiv și I_C este negativ. Astfel, distribuția de purtători în exces din bază are forma din fig. 21.14 a; gradientul distribuției este astfel încît purtătorii minoritari difuzează din emitor în colector. Pentru a fi satisfăcută inegalitatea din formula (21.39 a), I_B trebuie să fie negativ și mai mare ca mărime decît $(1 - \alpha_F) I_E$. Întrucît I_C este negativ în acest mod de funcționare, inegalitatea din formula (21.39 b) este permanent satisfăcută. Astfel, condiția de curenți care trebuie satisfăcută pentru ca tranzistorul să fie saturat și pentru circuitul echivalent din fig. 21.13, în cazul cînd I_E este pozitiv și I_C negativ, este:

$$-I_B > (1 - \alpha_F) I_E \quad (21.40 \text{ a})$$

sau, echivalent:

$$-I_B > -\frac{I_C}{\beta_F} \quad (21.40 \text{ b})$$

unde $\beta_F = \alpha_F / (1 - \alpha_F)$.

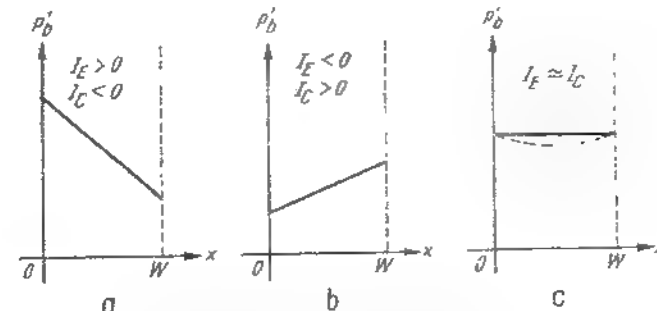


Fig. 21.14. Distribuțiile de purtători în exces pentru funcționarea în regiunea de saturație

a - saturația directă; b - saturația inversă; c - $I_E = I_C > 0$

Pentru al doilea mod de funcționare, numit *regiune de saturație inversă*, colectorul este polarizat direct mai mult decît emitorul, astfel încît curenții intră în colector și iese din emitor. În acest mod de funcționare, I_C este pozitiv și I_E este negativ. Distribuția de purtători în exces în bază

este astfel încît purtătorii difuzează de la colector la emitor așa cum se reprezintă în fig. 21.14 b. Condiția impusă curenților se poate scrie ca :

$$-I_E > (1 - \alpha_R) I_C \quad (21.41 \text{ a})$$

sau ca :

$$-I_E > -\frac{I_E}{\beta_R} \quad (21.41 \text{ b})$$

unde $\beta_R = \alpha_R / (1 - \alpha_R)$. Din nou, I_E trebuie să fie negativ.

A treia și ultima posibilitate pentru un tranzistor *pnp* care lucrează cu tensiuni directe aplicate ambelor joncțiuni este ca să intre curent în bază și în ambele joncțiuni. Adică, și I_E , și I_C sînt pozitivi. Această situație se produce dacă joncțiunile sînt polarizate direct cu aproximativ aceeași tensiune. Astfel, I_E trebuie să fie din nou negativ și mai mare cantitativ decît cel mai mare dintre termenii $(1 - \alpha_F) I_E$ și $(1 - \alpha_R) I_C$.

Distribuția de purtători în exces în acest caz are forma reprezentată în fig. 21.14 c; nu există nici un gradient în bază. Această distribuție apare ca inconsistentă cu condiția de a avea și I_E , și I_C pozitivi, pentru că am neglijat influența recombinării în bază asupra distribuției de purtători în exces (dar nu asupra curentului de bază). În situația ilustrată în fig. 21.14 c nu există circulație de curent de la emitor la colector sau invers; în întregime, și I_E , și I_C sînt folosiți pentru recombinare. În concluzie, neglijarea recombinării este, în acest caz special, nejustificată și conduce la o distribuție inconsistentă. Dacă considerăm recombinarea în evaluarea distribuției de purtători în exces, obținem o distribuție cu o ușoară curbă sus, așa cum arată curba punctată. Astfel pantele în $x = 0$ și $x = W$ au semnul corespunzător pentru a justifica valorile pozitive ale curenților I_E și I_C și astfel, dispăre inconsistența aparentă (vezi problema P. 21.7).

Condițiile impuse curenților care trebuie să existe pentru ca un tranzistor *nnp* să fie în regiunea de funcționare în saturație, sînt, pentru circuitul echivalent din fig. 21.4 b:

$$\alpha_F I_E < -I_C \quad (21.42 \text{ a})$$

$$\alpha_R I_C < -I_E. \quad (21.42 \text{ b})$$

Cînd se introduce curentul de bază, inegalitățile devin:

$$I_E > -(1 - \alpha_F) I_E \quad (21.43 \text{ a})$$

$$I_E > -(1 - \alpha_R) I_C. \quad (21.43 \text{ b})$$

Aceste inegalități arată că curentul de bază al unui tranzistor *nnp* saturat trebuie să fie pozitiv, indiferent de polaritățile lui I_E și I_C .

Regimul dinamic al unui tranzistor în saturație este determinat de sarcina în exces din regiunea bazei. În regiunea de saturație și τ_{EB} , și τ_{CB} sînt aproape constante, astfel încît variațiile lui q_{FB} și q_{FC} pot fi neglijate. În concluzie, funcționarea unui tranzistor *pnp* din punct de vedere al sarcinii stocate în exces în regiunea bazei în regim de saturație este descrisă de relațiile (21.13); expresiile curenților de bază și colector sînt:

$$i_C = -\frac{q_F}{\tau_F} + \frac{dq_B}{dt} + q_B \left(\frac{1}{\tau_B} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) \quad (21.44 \text{ a})$$

$$i_B = -\frac{d}{dt} (q_F + q_B) - \frac{q_F}{\tau_{BF}} - \frac{q_B}{\tau_{BR}}. \quad (21.44 \text{ b})$$

Un circuit echivalent corespunzător este reprezentat în fig. 21.5. Ecuațiile (21.44) pot fi rezolvate pentru a obține componentele de sarcină $q_F(t)$ și $q_B(t)$, imediat ce au fost specificați curenții de bază și colector. Soluțiile omogene pentru $q_F(t)$ și $q_B(t)$ în saturație implică două exponențiale, ale căror constante de timp sau frecvențe naturale diferă mult pentru valori tipice ale parametrilor modelului comenzii prin sarcină⁵). Analiza detaliată arată că constanta de timp rapidă reprezintă o redistribuire de sarcină între q_F și q_B , adică „alunecare” de sarcină dintr-o parte a regiunii bazei în cealaltă. Pe de altă parte, constanta de timp lentă reprezintă creșterea sau micșorarea simultană a lui q_F și q_B , adică „umplerea” regiunii de bază cu sarcină furnizată de curentul de bază. Pentru majoritatea cazurilor constanta de timp pentru modul rapid este atît de mică încît se poate presupune că „alunecarea” are loc instantaneu și tranzistorul în saturație poate fi tratat ca un sistem cu o singură constantă de timp, în care regimul dinamic este dominat de modul „umplere”.

Întrucît în saturație există un pol dominant, corespunzător modului de funcționare lent sau de „umplere” descris mai sus, trebuie să fie posibil să se aproximeze ecuațiile (21.44) printr-o pereche de ecuații care au o singură sarcină ca variabilă independentă și o singură frecvență naturală. Noi realizăm această simplificare impunînd o relație între q_F și q_B . Mai întîi, exprimăm $q_F(t)$ ca suma a două componente de sarcină:

$$q_F(t) = q_{B0} + q_{rs}(t). \quad (21.45 \text{ a})$$

Sarcina q_{B0} este sarcina din bază cerută de un tranzistor la saturația incipientă (nici o componentă inversă a sarcinii de bază). Adică:

$$q_{B0} = -\tau_F I_C \text{ (sat)} \quad (21.45 \text{ b})$$

⁵ Vezi de exemplu paragraful 10.4.2 a) referinței bibliografice [21.1].

Sarcina $q_{FS}(t)$ reprezintă partea din q_F în plus față de cea necesară să se aducă tranzistorul la limita de saturație cu un curent de colector $I_C(sat)$.

Funcție de aceste componente ale lui q_F , sarcina totală în exces în bază $q_S(t)$ se poate scrie ca :

$$q_S(t) = q_F(t) + q_R(t) = q_{BO} + q_S(t) \quad (21.45 \text{ c})$$

unde :

$$q_S(t) = q_{FS}(t) + q_R(t). \quad (21.45 \text{ d})$$

Evident, $q_S(t)$ reprezintă sarcina suplimentară din bază în regiunea de saturație. Descompunerea lui q_R în q_{BO} și q_S este ilustrată în fig. 21.15.

Cînd se folosește relația (21.45 a) pentru a substitui q_F în ecuația modelului cu control prin sarcină pentru curentul de colector [relația 21.44 a)] obținem :

$$I_{C(sat)} = -\frac{q_{BO}}{\tau_F} - \frac{q_{FS}(t)}{\tau_F} + q_R(t) \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{RR}} \right) + \frac{dq_R}{dt} \quad (21.46)$$

sau, folosind ecuația de definiție pentru q_{BO} [relația (21.45 b)] :

$$q_{FS}(t) \left(\frac{1}{\tau_F} \right) = q_R(t) \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{RR}} \right) + \frac{dq_R}{dt} \quad (21.47)$$

Introducem acum o aproximare care este echivalentă cu neglijarea modelului de funcționare rapid sau cu „alunecare”. Presupunem că $q_{FS}(t)$ și $q_R(t)$ sînt legate între ele în condiții dinamice exact în același fel în care sînt legate static. Cu alte cuvinte, neglijăm termenul dq_R/dt în ecuațiile (21.46) și (21.47). Această constrîngere între $q_{FS}(t)$ și $q_R(t)$ poate fi folosită împreună cu definirea lui $q_S(t)$ astfel ca să exprime ecuația modelului cu control prin sarcină pentru curentul de bază [ecuația (21.44 b)] numai funcție de $q_S(t)$. Rezultatul acestei manevrări algebrice a trei relații liniare este o ecuație diferențială de ordinul întâi (vezi problema P.21.9) :

$$i_B(t) = -\frac{q_{BO}}{\tau_{BF}} - \frac{q_S(t)}{\tau_S} - \frac{dq_S(t)}{dt} \quad (21.48)$$

unde τ_S este :

$$\tau_S = \frac{\alpha_F(\tau_F + \alpha_R\tau_R)}{1 - \alpha_F\alpha_R} \quad (21.49 \text{ a})$$

sau, în termeni de β_F și β_R :

$$\tau_S = \frac{\tau_{BF}(\beta_R + 1) + \tau_{RR}\beta_F}{\beta_F + \beta_R + 1} \quad (21.49 \text{ b})$$

Din ecuația (21.48) este clar că parametrul modelului cu control prin sarcină în regiunea de saturație τ_S este timpul de viață aparent care caracterizează recombinația lui q_S ; el este o medie ponderată între τ_{RR} și τ_{BF} , în care ponderile reflectă descompunerea lui q_S în q_{BO} și q_{BR} . Ecuația (21.48) arată că τ_S este constanta de timp care determină modul de funcționare cu „umplere”.

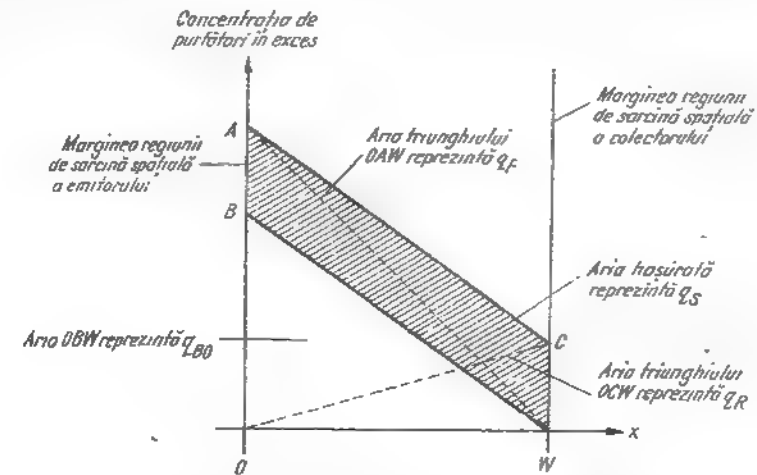


Fig. 21.15. Componentele sarcinii în exces din bază în regiunea de saturație. Deși ariile triunghiulare sînt proporționale cu componentele de sarcină, așa cum s-a arătat, constantele de proporționalitate nu sînt identice.

Primul termen din membrul drept al ecuației (21.48) poate fi exprimat funcție de $I_C(sat)$:

$$-\frac{q_{BO}}{\tau_{BF}} = \frac{\tau_F}{\tau_{BF}} I_C(sat) \quad (21.50 \text{ a})$$

sau :

$$-\frac{q_{BO}}{\tau_{RR}} = \frac{I_C(sat)}{\beta_F} = i_{BO} \quad (21.50 \text{ b})$$

Acest termen corespunde curentului de bază i_{B0} cerut de un tranzistor la limita de saturație. În concluzie, o altă formă a ecuației liniare a modelului cu control prin sarcină în regiunea de saturație este:

$$i_B(t) - i_{B0} = -\left(\frac{q_s}{\tau_s} + \frac{dq_s}{dt}\right). \quad (21.51)$$

Sub această formă, ecuația modelului cu control prin sarcină subliniază că curentul *suplimentar* de bază peste cel necesar la limita de saturație este legat direct de sarcina *suplimentară* din bază la saturație prin formula cunoscută a legii conservării sarcinii.

Deși această analiză s-a bazat pe ecuațiile pentru o structură *pnp*, rezultatul ecuației (21.51) se aplică la fel de bine dispozitivelor *pnp*, dacă semnele din membrul drept se schimbă,

21.5. APLICAȚII ALE MODELELOR DE CIRCUIT EBERS-MOLL

21.5.1. Evaluarea parametrilor

Așa cum am văzut în paragraful 21.2, funcționarea statică a unui tranzistor bipolar se poate reprezenta cu ajutorul modelelor Ebers-Moll reprezentate în fig. 21.3 și 21.4. Aceste modele conțin patru parametri sau coeficienți — doi curenți de saturație și două amplificări de curent — din care numai trei sînt independenți. Coeficienții trebuie determinați înainte ca modelele să poată fi folosite în analiza de circuite.

Cheia evaluării acestor parametri stă în măsurarea caracteristicilor terminale $I-V$ în condiții speciale alese corespunzător. De exemplu, dacă un tranzistor lucrează cu joncțiunea de colector scurtcircuitată, adică cu $V_{CB} = 0$, modelele din fig. 21.3 [sau ecuațiile (21.4) și (21.5)] arată că curentul notat cu I_E (sau I_{CE}) este zero. Astfel I_{CS} și α_R nu trebuie să apară în modele și avem:

$$\alpha_F = -\frac{I_C}{I_E} \Big|_{V_{CB}=0} \quad (21.52 \text{ a})$$

sau, echivalent:

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{V_{CB}=0}. \quad (21.52 \text{ b})$$

De asemenea:

$$I_E = I_{ES} (e^{qV_E/kT} - 1) \Big|_{V_{CB}=0}. \quad (21.52 \text{ c})$$

Această ecuație este de fapt caracteristica $I-V$ a diodei cu joncțiune [conform relației (4.20)]. Ea arată că I_{ES} poate fi determinat reprezentînd în I_E funcție de qV_{EB}/kT . Pe de altă parte, joncțiunea de emitor poate fi polarizată invers, în care caz $I_{ES} = -I_E$.

Este necesar, totuși, să se facă o observație. Modelul Ebers-Moll se bazează pe o analiză în care curenții terminali provin numai din circulația și recombinația purtătorilor în exces în regiunile neutre.

Această analiză neglijează curenții asociați cu generarea și recombinația în regiunile de sarcină spațială ale joncțiunilor. Deși acești curenți de generare-recombinație în regiuni de sarcină spațială sînt neglijabili cînd o joncțiune este polarizată direct, ei sînt adesea dominanți cînd o joncțiune este polarizată invers, în particular în dispozitivele cu siliciu la temperaturi joase. În asemenea cazuri, curentul invers măsurat al joncțiunii va fi substanțial mai mare decît oricare din curenții de saturație prevăzuți în analiza noastră sau valoarea lui I_{ES} măsurată prin folosirea relației (21.52 c) în condiții de polarizare directă. Astfel, este necesar să se facă măsurarea parametrului, corespunzător condițiilor în care va fi folosit modelul. Dacă modelul trebuie folosit în regiunile activă și de saturație, unde joncțiunea de emitor este polarizată direct, I_{ES} trebuie să fie măsurat cu V_{EB} pozitiv. Pe de altă parte, dacă modelul trebuie folosit în regiunea de blocare, unde joncțiunile sînt polarizate invers, I_{ES} trebuie să fie măsurat cu V_{EB} negativ.

Parametrii inversi I_{CS} și α_R pot fi măsurați într-un mod similar cu cel folosit pentru I_{ES} și α_F , schimbînd între ele terminalele de emitor și colector.

Am descris măsurarea curenților de saturație cu cealaltă joncțiune scurtcircuitată. Aceste măsurări furnizează I_{ES} și I_{CS} direct. Circuitele echivalente din fig. 21.4 arată că dacă măsurările se fac cu o joncțiune cu terminalul opus în gol, se obțin I_{B0} și I_{C0} direct.

În multe cazuri dorim să determinăm valori tipice pentru cei patru parametri Ebers-Moll mai curînd din foile de catalog ale fabricanților, decît direct din măsurări. Din fericire, nu se furnizează de obicei date suficiente, astfel încît trebuie făcută o muncă de deducere judicioasă.

Fiecare foaie de catalog va furniza informații pentru găsirea lui α_F . În majoritatea cazurilor, se dă o valoare pentru câștigul de curent în c.c. h_{FE} în regiunea activă. Prin definiție,

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

adică, h_{FE} este raportul între curentul total de colector și curentul total de bază. Din modelul din fig. 21.9 d vedem că dacă I_{C0} ($\beta_F + 1$) este mult mai mic decît I_C , așa cum va fi pentru I_C în domeniul mA pentru tranzistoare cu siliciu:

$$h_{FE} \approx \beta_F.$$

Deci :

$$\alpha_F = \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1}$$

În majoritatea cazurilor foile de catalog furnizează informație și despre curentul de saturație de colector. Parametrii specificați de obicei sînt sau I_{CES} , care este echivalent cu I_{CS} , sau I_{CBO} , pe care noi l-am notat I_{CO} . În mod frecvent se dă caracteristica curent invers funcție de tensiunea de polarizare așa cum se arată în fig. 21.16¹⁾. În această eventualitate, trebuie aleasă sau valoarea la o tensiune mică sau valoarea la o tensiune ridicată, funcție de aplicația intenționată, așa cum s-a discutat mai sus.

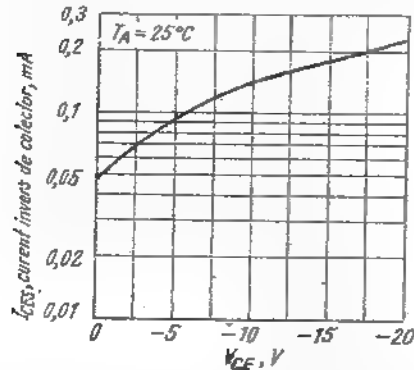


Fig. 21.16. Curentul invers colector – bază funcție de tensiunea de polarizare inversă.

Din păcate, fabricanții furnizează rareori informații care pot fi folosite pentru a determina sau α_R , sau curentul de saturație de emitor. Totuși, se cunoaște că α_R este probabil undeva între 0,5 și 0,9 corespunzător lui β_R între 1 și 10. Astfel, pentru că α_F este totdeauna aproape de unitate, putem estima curentul de saturație de emitor din ecuațiile (21.8) :

$$I_{ES} = \frac{\alpha_R}{\alpha_F} I_{CS} \approx \frac{I_{CS}}{2}$$

sau :

$$I_{EO} \approx \frac{I_{CO}}{2}$$

¹⁾ Dependența de tensiune a curenților inversi măsurați reflectă faptul că, în particular tranzistoarele cu siliciu, la alte temperaturi decât temperaturile ridicate, curenții sînt dominați de curenții de generare din regiunea de sarcină spațială. Acești curenți sînt proporționali cu volumul de sarcină spațială, care crește cu tensiunea inversă și astfel lățimea regiunii de sarcină spațială crește.

21.5.2. Caracteristicile de transfer ale unui amplificator

În fig. 21.17 se reprezintă curentul unui amplificator cu emitorul comun. Folosim un model de circuit Ebers-Moll pentru a investiga caracteristicile de transfer statice ale acestui amplificator pentru toate valorile tensiunii de intrare v_i , nu numai pentru domeniul limitat de valori în care tranzistorul lucrează în regiunea activă. Folosim circuitul echivalent din fig. 21.4 b pentru a reprezenta tranzistorul npn și înlocuim diodele exponențiale cu diode ideale cu caracteristici linearizate pe porțiuni.

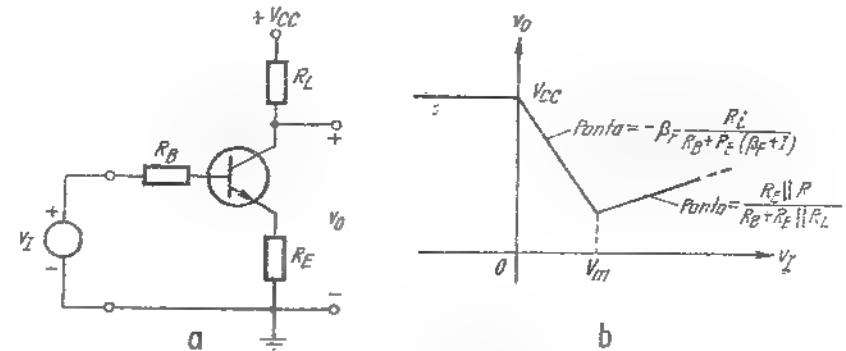


Fig. 21.17. Amplificatorul cu emitorul comun și caracteristica lui statică de transfer: a – circuitul; b – caracteristica de transfer

Aceasta este echivalent cu a presupune că diodele exponențiale au valori neglijabil de mici ale curenților de saturație și căderilor de tensiune directă.

Considerăm funcționarea circuitului când tensiunea de intrare variază de la valori mari negative la valori mari pozitive. Întrucît curentul de bază al unui tranzistor npn care are curenți de saturație neglijabili nu poate fi negativ, tensiunea de la bază la masă nu poate fi mai pozitivă decât v_T . Astfel, când v_i este negativă, tensiunea de la bază la masă trebuie să fie negativă, joncțiunea de emitor trebuie să fie polarizată invers și tranzistorul trebuie să fie blocat (polaritatea tensiunii de alimentare din colector este astfel încît să polarizeze invers joncțiunea de colector). În concluzie, când v_i este negativ se aplică modelul pentru regiunea de blocare din fig. 21.12 b, și circuitul se reduce la cel reprezentat în fig. 21.18 a, Terminalul de ieșire este efectiv deconectat de terminalul de intrare și tensiunea de ieșire este :

$$v_o = +V_{CC} \quad (21.53)$$

Cînd v_i devine pozitiv, joncțiunea de emitor devine polarizată direct și tranzistorul intră în regiunea activă directă. Astfel, se aplică circuitul echivalent din fig. 21.9 *d* dacă considerăm I_{CS} și I_{CO} egali cu zero (presupunem că curenții de saturație sînt neglijabil de mici) și înlocuim dioda

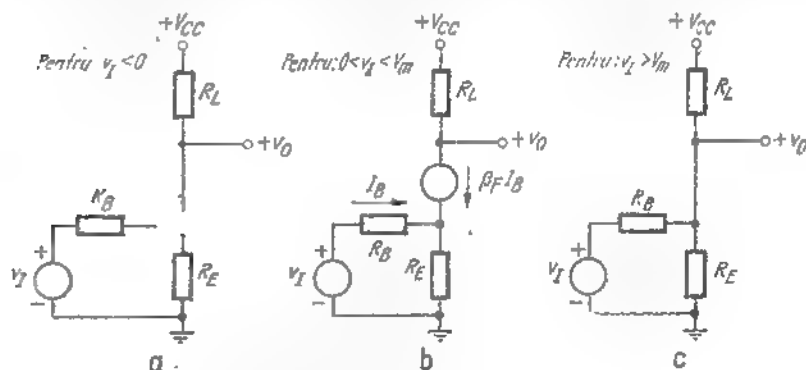


Fig. 21.18. Circuitele echivalente care se aplică în trei regiuni de funcționare ale circuitului din fig. 21.17;

a - regiunea de blocare; b - regiunea activă directă, c - regiunea de saturație.

de emitor cu un scurtcircuit. În această regiune funcționarea circuitului se reduce la cea reprezentată în fig. 21.18 *b*. Dacă aplicăm legea lui Kirchhoff pentru tensiuni în buclă de intrare, obținem:

$$v_i = R_B I_B + R_E (\beta_F + 1) I_B. \quad (21.54 \text{ a})$$

În bucla de ieșire avem:

$$v_o = V_{CC} - \beta_F R_L I_B. \quad (21.54 \text{ b})$$

Eliminînd I_B între aceste ecuații se obține:

$$v_o = V_{CC} - \beta_F \frac{R_L}{R_B + R_E (\beta_F + 1)} v_i. \quad (21.55)$$

Desigur, acest rezultat se aplică numai atîta timp cît tranzistorul rămîne în regiunea activă directă. Întrucît v_o scade în timp ce v_i crește și întrucît tensiunea de la bază la masă crește, tensiunea colector-emitor cade

eventual la zero, joncțiunea de colector își schimbă starea și tranzistorul iese din regiunea activă. La limita de saturație avem, întrucît $I_C \approx -I_E$:

$$I_C (R_L + R_E) = V_{CC}. \quad (21.56 \text{ a})$$

Astfel, valoarea corespunzătoare a curentului de bază chiar la limita de saturație este:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{V_{CC}}{\beta_F (R_L + R_E)}. \quad (21.56 \text{ b})$$

Valoarea tensiunii de intrare V_m la care tranzistorul iese din regiunea activă este:

$$V_m = [R_B + R_E (\beta_F + 1)] \frac{V_{CC}}{\beta_F (R_L + R_E)}. \quad (21.56 \text{ c})$$

Pentru tensiuni de intrare mai mari decît V_m , tranzistorul este saturat și se aplică circuitul echivalent din fig. 21.13. Astfel, curentul se reduce la cel arătat în fig. 21.18 *c*. Tensiunea de ieșire este, folosind superpoziția:

$$v_o = \frac{R_F || R_B}{R_L + R_E || R_B} V_{CC} + \frac{R_E || R_L}{R_B + R_E || R_L} v_i. \quad (21.57)$$

Am terminat astfel evaluarea caracteristicii de transfer a amplificatorului. Pentru v_i mai mic decît zero, v_o este dat de relația (21.53); pentru v_i pozitiv, dar mai mic decît V_m , v_o este dat de relația (21.55); pentru v_i mai mare decît V_m , v_o este dat de ecuația (21.57). Astfel, caracteristica de transfer este liniarizată pe porțiuni și are forma reprezentată în fig. 21.17 *b*.

21.5.3. Caracteristicile statice ale unui comutator cu tranzistor

Ca un al doilea exemplu de folosire a modelelor statice bazate pe ecuațiile Ebers-Moll și a conceptului de regiuni de funcționare, considerăm circuitul din fig. 21.19 *a*, în care este folosit un tranzistor npn drept comutator, așa cum se vede la bornele *aa'*.

Pentru a explora funcționarea detaliată a circuitului, caracterizăm tranzistorul npn prin circuitul echivalent reprezentat în fig. 21.19 *b*. Acesta este un model Ebers-Moll în care diodele exponențiale au fost înlocuite

cu diode ideale liniarizate pe porțiuni. Circuitul echivalent cu liniarizare completă pe porțiuni, care rezultă când tranzistorul este înlocuit cu acest model, este reprezentat în fig. 21.19 c. Acum evaluăm caracteristica de tip dipol, văzută la bornele aa'.

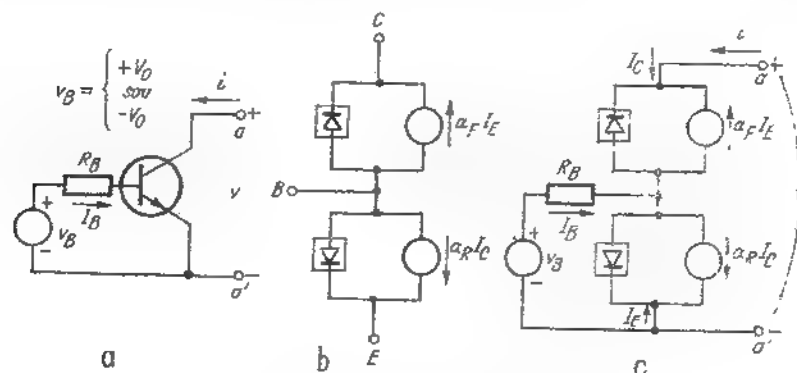


Fig. 21.19. Un comutator cu tranzistor:

a - circuitul; b - circuitul echivalent al tranzistorului; c - circuitul echivalent liniarizat pe porțiuni.

Sursa de tensiune v_B , care are două valori posibile, controlează starea tranzistorului comutator cu ajutorul curentului de bază. Când $v_B = -V_0$, joncțiunea emitor-bază este polarizată invers. Dacă domeniul lui V este limitat corespunzător, joncțiunea de colector este de asemenea polarizată invers și tranzistorul este blocat. În aceste condiții curentul i prin comutator este mic și tranzistorul comutator este considerat *deschis* sau în blocare. Dacă, pe de altă parte, $v_B = +V_0$, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct și circulează un curent de bază. Dacă domeniul valorilor lui i este limitat corespunzător tranzistorul este în saturație, tensiunea v pe comutator este mică și comutatorul este considerat *închis* sau în conducție. Astfel starea comutatorului este controlată de v_B . Această configurație este utilă în circuite pentru că puterea cerută pentru a comanda comutatorul (puterea livrată lui R_B și tranzistorului prin v_B) poate fi mult mai mică decât puterea care poate fi controlată la bornele aa'.

Considerăm mai întâi cazul cînd $v_B = -V_0$, adică cînd comutatorul trebuie să fie deschis și evaluăm caracteristica $I-v$ la bornele aa'. Această polaritate a lui v_B polarizează invers joncțiunea de emitor. Mai mult, joncțiunea de colector va fi polarizată invers ($V_{CB} > 0$) pentru toate valorile lui v din domeniul:

$$v > -V_0.$$

Dacă v satisface această inegalitate, tranzistorul este în regiunea de blocare și se aplică circuitul echivalent din fig. 21.12 b. Evident, i este zero pentru toate valorile lui v din acest domeniu. În fig. 21.20 a se reprezintă porțiunea corespunzătoare a caracteristicii de tip dipol în stare de blocare. Dacă v este mai mic decît $-V_0$, joncțiunea de colector devine polarizată

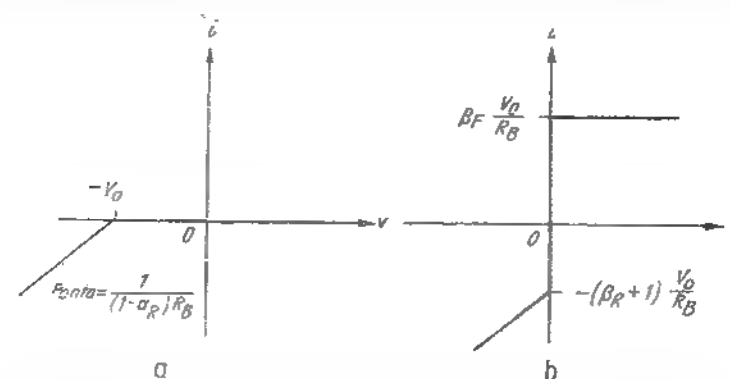


Fig. 21.20 Caracteristica de tip dipol a comutatorului cu tranzistor reprezentat în fig.21.19:

a - $v_B = -V_0$, starea de blocare; b - $v_B = +V_0$, starea de conducție.

direct și i devine negativ. Căderea de tensiune pe R_B produsă de I_B tinde să crească polarizarea inversă a joncțiunii de emitor, astfel încît tranzistorul este în regiunea activă inversată. Căderea de tensiune pe diodă este zero. Deci:

$$v = -V_0 - I_B R_B \quad (21.58 \text{ a})$$

și:

$$I_B = -(1 - \alpha_R)I_C = -(1 - \alpha_R)i. \quad (21.58 \text{ b})$$

Dacă I_B este eliminat între aceste ecuații, obținem:

$$v = -V_0 + (1 - \alpha_R) R_B i \quad (21.58 \text{ c})$$

Această porțiune a caracteristicii de tip dipol are panta de $1/(1 - \alpha_R)R_B$, așa cum s-a indicat în fig. 21.20 a¹⁾. Caracteristica arată că circuitul poate fi modelat ca un comutator deschis dacă $v > -V_0$.

¹⁾ Punctul de intersecție al segmentelor de dreaptă este punctul de deschidere al joncțiunii de colector.

Cînd $v_B = +V_o$, comutatorul este comandat pentru a fi închis. Curentul de bază este:

$$I_B = \frac{V_o}{R_B} \quad (21.59 a)$$

întrucît v_B se vede direct pe R_B . Tranzistorul va fi în regiunea de funcționare de saturație, unde $v = 0$, dacă i este limitat corespunzător ca domeniu. Cînd i este pozitiv și nu prea mare, tranzistorul *npn* este în saturație directă. În concluzie, limita superioară a lui i este dată de forma *npn* a ecuației (21.40 b), care poate fi scrisă ca:

$$i = I_C < \beta_F I_B$$

sau, folosind ecuația (21.59 a), ca:

$$i = I_C < \beta_F \frac{V_o}{R_B} \quad (21.59 b)$$

Cînd i este negativ și nu prea mare, tranzistorul este în saturație inversă. Limita inferioară corespunzătoare a lui i este, din ecuația (21.43 b):

$$i = I_C > -\left(\frac{1}{1 - \alpha_R}\right) I_B$$

sau, folosind relația (21.59 a) și definiția lui β_R :

$$i = I_C > -(\beta_R + 1) \frac{V_o}{R_B} \quad (21.59 c)$$

Tranzistorul este saturat între limitele date de relațiile (21.59 b) și (21.59 c), unde se aplică circuitul echivalent din fig. 21.13 și v este zero, așa cum se reprezintă în fig. 21.20 b.

Dacă încercăm să creștem i peste valoarea determinată de relația (21.59 b), tranzistorul iese din regiunea de saturație și intră în regiunea activă directă, adică joncțiunea de colector devine polarizată invers în timp ce joncțiunea de emitor rămîne polarizată direct. Întrucît curentul de bază este fixat prin V_o și R_B , curentul comutatorului i , care este egal cu I_C , rămîne constant în timp ce v crește, așa cum se reprezintă în fig. 21.20 b. Dacă începem să reducem i sub valoarea dată de relația (21.59 c), transis-

torul intră în regiunea activă *inversă*, în care joncțiunea de colector este polarizată direct în timp ce joncțiunea de emitor devine polarizată invers. Astfel, se aplică relațiile (21.58) dacă se schimbă semnul lui V_o și caracteristica de tip dipol are din nou o pantă de $1/(1 - \alpha_R)R_B$. Caracteristica completă din fig. 21.20 b arată că circuitul poate fi modelat ca un comutator închis dacă i este în domeniul:

$$-(\beta_R + 1) \frac{V_o}{R_B} < i < \beta_F \frac{V_o}{R_B} \quad (21.60)$$

Comutatorul cu tranzistor a cărui funcționare a fost investigată poate fi folosit ca circuit „chopper” sau modulator cu întrerupere așa cum se arată

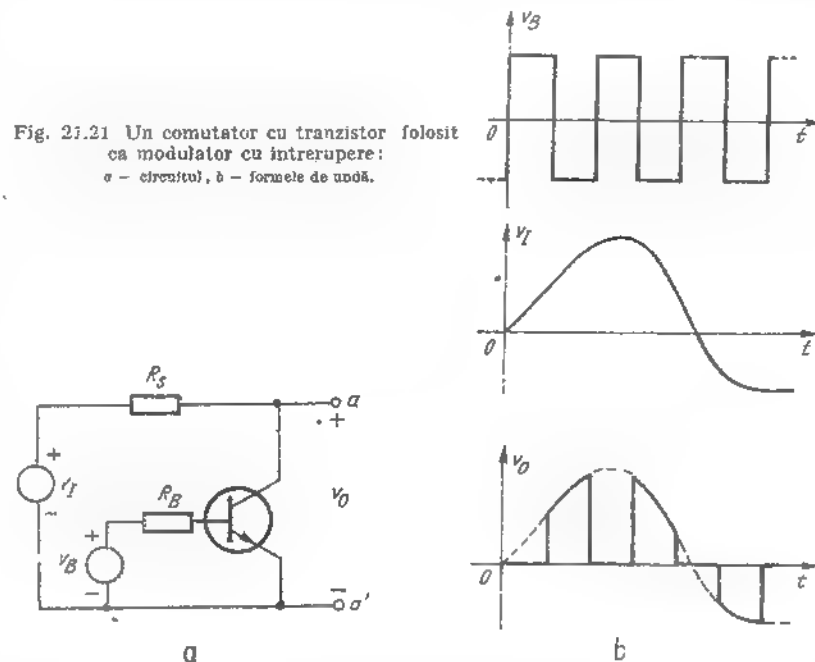


Fig. 21.21 Un comutator cu tranzistor folosit ca modulator cu întrerupere:
a - circuitul, b - formele de undă.

în fig. 21.21a. Aici tranzistorul este comandat de o formă de undă dreptunghiulară, astfel încît funcționează în stările de blocare și conducție pe durata unor intervale de timp egale. Tensiunea V_o la bornele aa' este aproximativ zero cînd tranzistorul este în conducție și este aproximativ egală cu ten-

siunea de intrare cind tranzistorul este blocat. Din teoria modulației se știe că dacă tensiunea de ieșire v_o este filtrată pentru a elimina componenta de joasă frecvență proporțională cu V_I , forma de undă rezultată reprezintă modulația lui v_B cu v_I .

BIBLIOGRAFIE

- [21.1.] P. E. Gray și alții, „Physical Electronics and Circuit Models of Transistors”, Wiley, New York, 1964.
 [21.2.] C. L. Searle și alții, „Elementary Circuit Properties of Transistors”, Wiley, New York, 1964.
 [21.3.] Y. N. Harris și alții, „Digital Transistor Circuits”, Wiley, New York, 1966.

PROBLEME

P. 21.1. Să se arate că modelul static *npn* dat de ecuațiile (21.4) (fig. 21.3 a) este echivalent cu modelul dat de ecuațiile (21.6) (fig. 21.4 a) și verifică ecuațiile (21.7).

P. 21.2. Să se răspundă la următoarele întrebări desenind un circuit care arată conexiunile tranzistorului, o baterie și un ampermetru de c.c. Să se indice polaritatea bătăii și direcția de referință a curenților. Presupunind că funcționarea statică a tranzistorului este corespunzătoare celei descrise de modelul Ebers-Moll.

- (a) să se reprezinte un circuit de măsură a lui I_{ES} într-un tranzistor *npn*;
 (b) să se reprezinte un circuit de măsură a lui I_{CO} într-un tranzistor *npn*.

P. 21.3. Să se verifice ecuațiile (21.18) și ecuația (21.19 e)

P. 21.4. Această problemă este legată de echivalența formei de semnal mic a ecuației (21.22 b) și a ecuației curenților de bază pentru circuitul echivalent π -hibrid, dată de relația (21.23 a).

- (a) Să se arate că ecuația (21.23 a) se poate scrie ca :

$$i_b = \left(\frac{g_{\pi}}{g_m} \right) \frac{Q_b}{\tau_F} + \frac{dQ_b}{dt} + C_{je} \frac{dv_{be}}{dt} - C_{\mu} \frac{dv_{cb}}{dt}$$

unde Q_b este sarcina acumulată în C_b datorită lui v_{be} .

- (b) Să se liniarizeze ecuația (21.22 b) pentru a obține :

$$i_b = \frac{Q_b}{\tau_{BF}} + \frac{dQ_b}{dt} + C_{je} \frac{dv_{be}}{dt} - C_{\mu} \frac{dv_{cb}}{dt}$$

Se observă că $-Q_b$ este componenta la semnal mic a lui g_{π} și că într-un punct de funcționare particular $dq_{be}/dt = C_{je} dv_{be}/dt = -C_{je} dv_{bc}/dt$; trebuie acordată o atenție specială semnelor în această ecuație. Întrucât $g_{\pi}/g_m = \beta^{-1}$, aceste relații la semnal mic sînt echivalente (vezi pagina 274).

P. 21.5. Această problemă se referă la modelele care se aplică în regiunea de funcționare directă (vezi pagina 299).

(a) Să se scrie expresiile pentru I_E și I_C care se aplică la circuitul echivalent din fig. 21.9 a. Să se arate că aceste expresii sînt echivalente cu ecuațiile (21.4 a și b), dacă $V_{CB} \ll -kT/q$.

(b) Să se arate că circuitul echivalent din fig. 21.9 c poate fi dezvoltat din circuitul echivalent din fig. 21.9 a folosind legea lui Kirchhoff pentru curenți pentru a exprima I_E funcție de I_E și $\alpha_R I_{CS}$.

(c) Să se scrie expresiile lui I_E și I_C care sînt implicate de circuitul echivalent din fig. 21.9 c. Să se arate că aceste expresii sînt echivalente cu ecuațiile (21.4 a) și (21.6), dacă $V \ll -kT/q$.

(d) Să se arate că circuitul echivalent din fig. 21.9 d poate fi dezvoltat din circuitul echivalent din fig. 21.9 c folosind legea lui Kirchhoff pentru curenți pentru a exprima I_E funcție de I_E și I_C .

P. 21.6. Să se elaboreze circuitele echivalente pentru tranzistoare *npn* analoge cu formele *npn* din fig. 21.9 c și d. Reamintim că coeficienții α_F , α_R , I_{ES} și I_{CS} sînt cantități pozitive și în dispozitivele *npn*, și *npn*, și să se acorde o atenție specială polarităților și direcțiilor de referință.

P. 21.7. Această problemă este legată de funcționarea în regiunea de saturație a unui tranzistor *npn*. Presupunem, pentru simplitate, că $\alpha_F = \alpha_R = \alpha$ (astfel $I_{ES} = I_{CS} = I_S$). Presupunem de asemenea că curenții de emitor este fixat la valoarea I pentru toate condițiile descrise mai jos

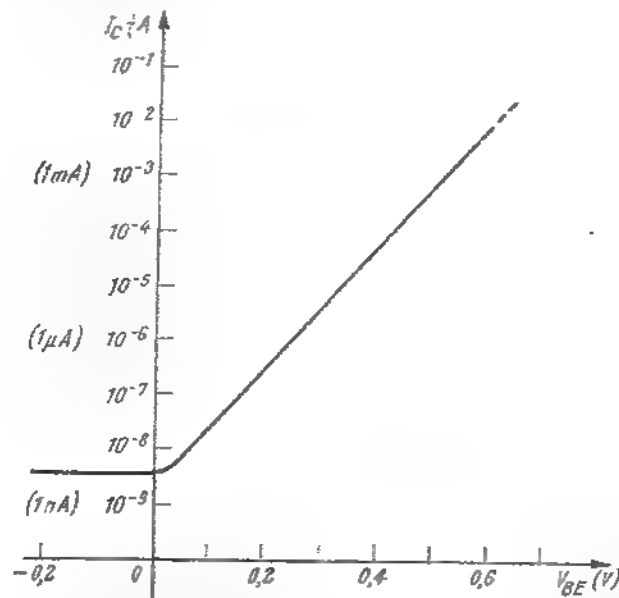


Fig. 21.22. Dependența curenților de colector de tensiunea bază-emitor pentru un tranzistor *npn* care lucrează cu colectorul polarizat invers. Se observă că scara ordonatelor este logaritmică.

(a) Considerăm mai întâi cazul în care tranzistorul este la limita de saturație, adică $V_{CB} = 0$. Să se evalueze curenții de colector I_C , curenții de bază I_B și tensiunea emitor-bază V_{EB} la limita de saturație.

(b) Să se considere apoi cazul în care tranzistorul este forțat adînc în saturație determinînd $I_C = I_E$; distribuția corespunzătoare de purtători în exces în regiunea bazei se arată în fig. 21.14 c. Să se evalueze curentul de bază I_B și tensiunea emitor — bază V_{EB} în aceste condiții.

(c) Să se compare valoarea sarcinii totale în exces în bază q_B cînd $I_C = I_E$ cu valoarea corespunzătoare la $V_{CB} = 0$. Să se compare valorile corespunzătoare ale lui V_{EB} .

(d) Să se explice, în termeni de funcționare fizică internă a tranzistorului, de ce q_B și V_{EB} sînt mult mai mari cînd $I_C = I_E$, decît cînd $V_{CB} = 0$.

P.21.8. Inegalitățile din relațiile (21.40 b) și (21.41 b) se aplică la tranzistoare *pnp*. Să se obțină inegalitățile corespunzătoare pentru tranzistoare *npn*.

P.21.9. Această problemă este legată de analiza dinamică aproximată în regiunea de saturație, dezvoltată în paragraful 21.4.3.

(a) Să se verifice ecuația (21.47).

(b) Să se presupună că $q_{FS}(t)$ și $q_S(t)$ sînt legate în condiții dinamice în același fel în care sînt legate static, adică să se neglijeze termenul dq_R/dt din ecuația (21.47) și să se verifice ecuațiile (21.48) și (21.49).

P.21.10. Se consideră un tranzistor *npn* în care $\beta_F \gg 1$ și $\tau_{BF} = 50$ ns.

(a) Să se presupună că tranzistorul este *simetric*, astfel încît $\beta_R = \beta_F$ și $\tau_{BR} = \tau_{BF}$. Care este valoarea lui τ_S , parametrul modelului cu control prin sarcină în regiunea de saturație?

(b) Situația cea mai frecventă este cea în care β_R este mult mai mic decît β_F . Să se presupună $\beta_R = \beta_F / 10$ (dar $\beta_R \gg 1$), și $\tau_{BR} = 100$ ns și să se evalueze τ_S .

P.21.11. Dependența curentului de colector I_C de tensiunea emitor-bază V_{EB} este reprezentată în fig. 21.22 pentru un tranzistor *npn*. Trebuie notat că această curbă a fost determinată pentru o tensiune inversă pe joncțiunea de colector, adică $V_{BC} \gg kT/q$. Se presupune că acest tranzistor este descris corespunzător de modelul Ebers-Moll [ecuațiile (21.5)].

(a) Ce puteți spune despre dimensiunile relative ale lui I_{ES} și I_{CS} ?

(b) Să se evalueze I_{CS} .

(c) Să se determine valoarea lui kT/q pentru care se aplică aceste date (adică, să se determine temperaturile la care s-au făcut măsurările).

(d) Să se evalueze I_{ES} .

CAPITOLUL 22

CIRCUITE NUMERICE CU UN SINGUR ETAJ

CIRCUITE NUMERICE CU UN SINGUR ETAJ

- 22.1. Cîteva proprietăți de bază ale circuitelor numerice
- 22.2. Proprietățile statice ale unui inversor cu tranzistor
 - 22.2.1. Caracteristica de transfer
 - 22.2.2. Proprietăți logice
 - 22.2.3. Condiții asupra stărilor statice
- 22.3. Tranziții între stări
 - 22.3.1. Tranzițiile prin regiunea de blocare
 - 22.3.2. Tranzițiile prin regiunea activă
 - 22.3.3. Regiunea de saturație
 - 22.3.4. Întîrzierea de stocare
 - 22.3.5. Timpul de cădere
 - 22.3.6. Revenirea în stare staționară
- 22.4. Condensatorul de accelerare
- 22.5. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină
 - 22.5.1. Determinarea parametrilor prin măsurare directă
 - 22.5.2. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină din foile de catalog
- 22.6. Soluția pe calculator a ecuațiilor modelului de control prin sarcină
 - 22.6.1. Metoda Runge — Kutta (de ordinul patru)
 - 22.6.2. Exemplu: Inversorul simplu
- 22.7. Demonstrații experimentale de curs
 - 22.7.1. Introducere
 - 22.7.2. Comutarea directă
 - 22.7.3. Comutarea inversă
 - 22.7.4. Condensatorul de accelerare

Bibliografie
Probleme

22**Circuite numerice cu un singur etaj****22.1. CÎTEVA PROPRIETĂȚI DE BAZĂ
ALE CIRCUITELOR NUMERICE**

În majoritatea sistemelor care prelucerează informația sub formă numerică, variabilele electrice care reprezintă informația au două valori posibile. De exemplu, informația poate fi reprezentată printr-o tensiune sau un curent care ia, în cazul ideal, una sau alta din cele două valori discrete; sau, reprezentarea poate fi în termeni de impuls de formă diferită, care este prezent sau absent la un moment specific. Evident, sînt posibile și alte forme de reprezentare sau scriere. Circuitele care sînt folosite în sistemele numerice trebuie să răspundă la semnale care au două valori posibile, sau de natură binară, și trebuie de asemenea să producă semnale de ieșire cuantizate corespunzător. Aceste cerințe sînt în contrast cu cele care se aplică la majoritatea sistemelor care prelucerează informația reprezentată de variabile continue, unde circuitele trebuie să răspundă numai în domeniul dinamice mari ale variabilelor de intrare și de ieșire.

Desigur, variațiile produse de toleranțele componentelor și surselor de alimentare, ca și cele determinate de distorsiuni și zgomot, complică situația. Informația, care este în principiu reprezentată prin nivele discrete de tensiune, trebuie, în practică, să fie reprezentată prin domenii sau benzi de tensiune, așa cum se arată în fig. 22.1. Similar, sistemele în care informația este transmisă prin prezența sau absența unui impuls de formă definită nominal la un moment particular de timp, trebuie să discrimineze între semnalele parazite și impulsurile distorsionate față de forma lor ideală, în momentul sosirii. De obicei, problema principală care se pune proiectantului de circuite logice este să asigure ca circuitele să realizeze funcția logică caracteristică, în condițiile unor domenii mari de dispersie a valorilor celor două variabile binare. Problema principală este de a putea

să distingă între cele două stări. În termeni de reprezentare a nivelelor de tensiune (fig. 22.1), un parametru cheie este lăţimea benzii interzise, numită *rezervă de tensiune*. Proiectul de circuite digitale trebuie să se asigure că în nici un caz semnalul de ieşire al circuitului în stare staţionară nu se află în banda interzisă. De asemenea, proiectantul trebuie să aleagă

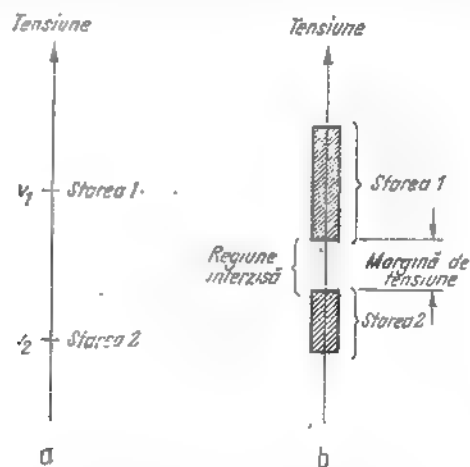


Fig. 22.1 Reprezentarea unei variabile binare cu ajutorul nivelurilor de tensiune:
a — reprezentarea idealizată; b — reprezentarea reală.

o rezervă de tensiune suficient de mare ca circuitul să nu răspundă ambiguu la semnalele de intrare din zonele permise pe ambele părți ale benzii interzise, în prezența derivatei sursei de alimentare, a zgomotului și a factorilor similari.

Majoritatea circuitelor folosite în sistemele numerice folosesc sau dispozitive complet neliniare, ca diode, pentru a fixa nivelele variabilelor care reprezintă informația, sau lucrează cu tranzistoare în regim neliniar, pentru stabilirea celor două domenii ale variabilelor de ieșire. În ultimul caz, diodele de emitor și/ sau colector fixează nivelele. Deși este posibil să se proiecteze circuite cu tranzistoare care acceptă și produc semnale binare în timp ce lucrează ca amplificatoare liniare, acest lucru nu se face de obicei în sistemele numerice. Circuitele comandate într-un mod puternic neliniar discriminează mai precis între domeniile de valori ale variabilei de intrare și produc semnale de ieșire care sînt mai puțin sensibile la parametrii tranzistoarelor și ai altor componente, deci mai bine cuantizate. Folosirea unei neliniarități atât de extreme revine la a utiliza stările de blocare și de conducție ale unei joncțiuni pn pentru a reprezenta informația

binară, ceea ce în realitate este mai degrabă o *reprezentare de stare*, decît o reprezentare în termeni de nivel de tensiune sau curent.

Într-o formă obișnuită de reprezentare a stării în circuitele cu tranzistoare, tranzistorul este blocat într-o stare și saturat în cealaltă. Condiția de funcționare referitoare la regiunea de blocare este de obicei denumită *starea de blocare*. În starea de blocare, curenții terminali care rezultă din extragerea purtătorilor minoritari generați termic sînt foarte mici și independenți de tensiunile joncțiunilor. Mai mult, concentrația de purtători minoritari în bază este neglijabilă comparativ cu valoarea de la echilibrul termic.

Starea de funcționare corespunzătoare regiunii de saturație este denumită *starea de conducție*. În această stare, și joncțiunea de emitor, și cea de colector sînt polarizate direct și astfel toate tensiunile între două terminale sînt mici și depind foarte puțin de curenții terminali. Concentrația de purtători minoritari în bază este mai mare decît cea de la echilibru termic, astfel încît sarcina corespunzătoare de purtători în exces este pozitivă.

Un tranzistor care este constrins de curent și variabilele de intrare să lucreze în stările de blocare și de conducție descrise anterior poate fi considerat ca un comutator care este comandat prin sarcina din bază. Această sarcină apare în parte ca o sarcină mobilă în exces în regiunea neutră a bazei și în parte ca sarcină a impurităților nenneutralizate în zonele din bază corespunzătoare regiunilor de sarcină spațială ale joncțiunilor. Așa cum purtă-

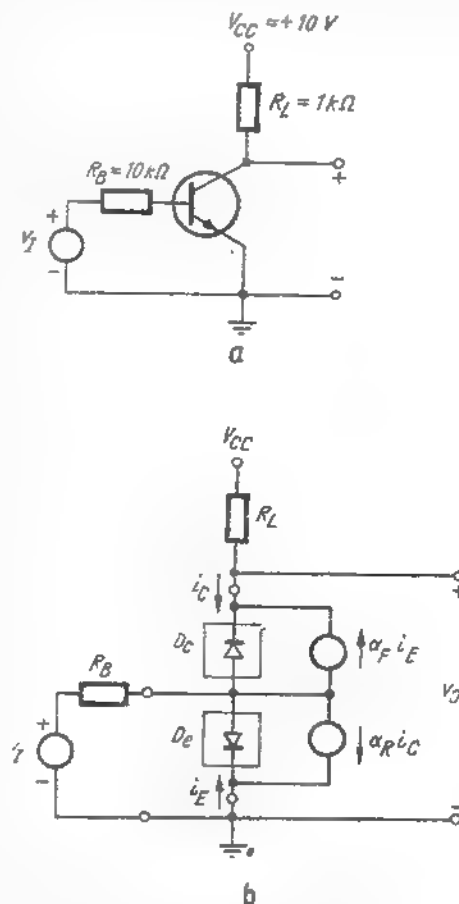


Fig. 22.2. Un inversor simplu cu un tranzistor npn funcționând în regim de impulsuri.
a — circuitul, b — circuitul echivalent static complet al circuitului cu tranzistorul reprezentat printr-un model cu α de joncțiune

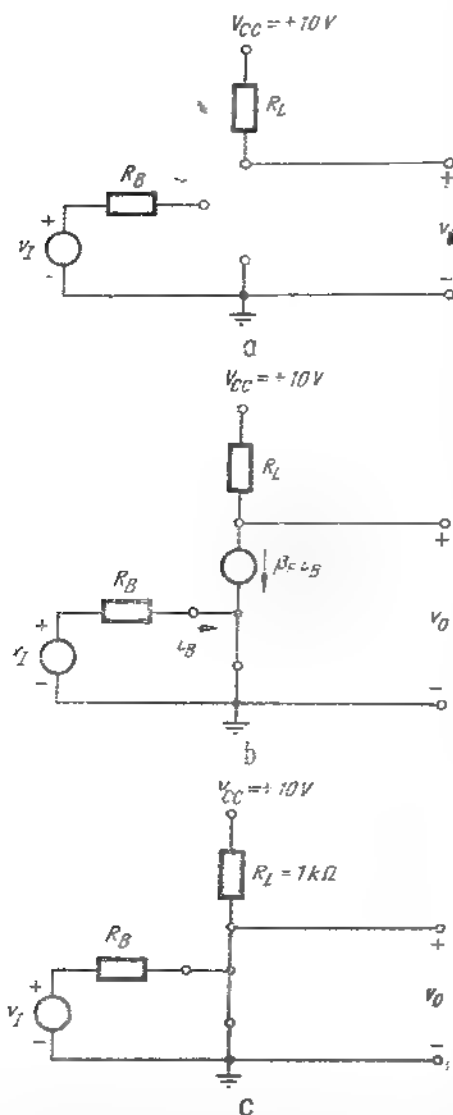


Fig. 22.3 Circuite echivalente cu domeniu limitat de aplicare:

a - pentru regiunea de blocare (0,0), b - pentru regiunea activă directă (1,0) - pentru regiunea de saturație (1,1).

torii majoritari intră și ies din regiunea bazei în principal prin terminalul de bază, tot astfel sarcina în exces din regiunea neutră a bazei și sarcina din regiunea de sarcină spațială sînt controlate prin curentul de bază. În concluzie, un tranzistor poate fi comutat dintr-o stare în alta prin furnizarea sau evacuarea sarcinii din bază, prin terminalul de bază.

Începem analiza comutatoarelor cu tranzistoare și a circuitelor numerice cu examinarea funcționării statice și dinamice a unui inversor simplu arătat în fig. 22.2. a, care este similar cu circuitul analizat în paragraful 21.5.2, cu excepția faptului că aici nu avem rezistență de emitor. Așa cum vom vedea, acest circuit cu emitorul comun poate furniza o standardizare a semnalului, un câștig de putere și alte proprietăți logice utile.

22.2. PROPRIETĂȚILE STATICE ALE UNUI INVERSOR CU TRANZISTOR

22.2.1. Caracteristica de transfer

Pentru a stabili proprietățile circuitului inversor din fig. 22.2 a, calculăm mai întâi caracteristica de transfer a circuitului. În fig. 22.2.b reprezentăm tranzistorul prin circuitul echivalent cu diode ideale, astfel încît analiza este foarte simplă: caracteristica va fi formată din segmente de

dreaptă. Există patru stări posibile ale acestui circuit, corespunzător celor patru stări posibile ale diodelor. Totuși, o examinare atentă a fig. 22.2b va arăta că nu există nici o valoare a lui v_i care să forțeze dioda de colector în *conducție*, lăsînd dioda de emitor *blocată*. Deci starea activă inversă (0,1) nu poate fi realizată în acest circuit. [Adeseori este convenabil să folosim notația (A,B) pentru a indica stările diodelor de emitor, și, respectiv, de colector].

Circuitele echivalente corespunzătoare stării de blocare (0,0), stării active directe (1,0) și stării de saturație (1,1) sînt reprezentate în fig. 22.3. Pentru starea (0,0) (fig. 22.3 a):

$$i_c = 0 \quad (22.1)$$

$$v_o = V_{CC} = 10 \text{ V}. \quad (22.2)$$

Din fig. 22.2 b se vede că orice valoare a lui v_i mai mică decît zero va menține circuitul în această stare.

În regiunea activă directă (fig. 22.3 b) găsim că:

$$v_o = V_{CC} - \beta_F R_L i_B = \quad (22.3 a)$$

$$= V_{CC} - \beta_F R_L \frac{V_i}{R_B}. \quad (22.3 b)$$

Evident, în această stare, panta caracteristici de transfer v_o/v_i , adică câștigul de tensiune la semnal mic, este chiar $-\beta_F R_L/R_B$.

Pentru starea de saturație (1,1), este clar din fig. 22.3 c că tensiunea și curentul de ieșire sînt constante, independent de tensiunea de intrare:

$$v_o = 0 \quad (22.4)$$

$$i_c = I_c(\text{sat}) = \frac{V_{CC} - 10}{R_L} = 10 \text{ mA}. \quad (22.5)$$

Tranziția între starea (1,0) și starea (1,1) se produce pentru v_i astfel încît $v_o = 0$ în ecuația (22.3). În acest punct, din ecuațiile (22.3 a) și (22.5):

$$i_B = \frac{V_{CC} - 10}{\beta_F R_L} = \frac{I_c(\text{sat})}{\beta_F}. \quad (22.6)$$

De asemenea, din ecuația (22.3 b), presupunând că $\beta_F = 50$, $R_B = 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$:

$$v_i = \frac{V_{CC} R_B}{\beta_F R_L} = \frac{10 \times 10}{50 \times 1} = 2 \text{ V.} \quad (22.7)$$

Caracteristica statică completă, bazată pe calculele precedente, este reprezentată în fig. 22.4.

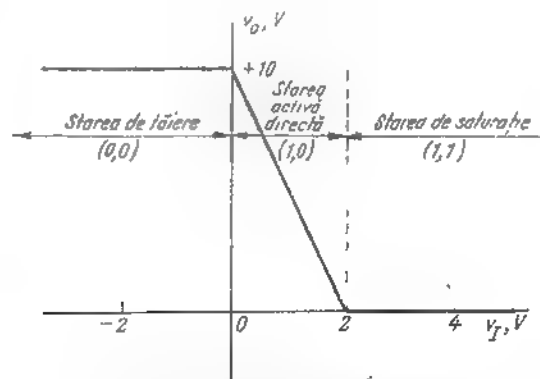


Fig. 22.4. Caracteristici de transfer statice pentru circuitul inversor cu tranzistor din fig. 22.2.

22.2.2. Proprietăți logice

Din caracteristica de transfer din fig. 22.4 se vede că circuitul inversor din fig. 22.2 va produce una sau alta din cele două valori de ieșire care sînt esențial independente de caracteristicile tranzistorului, dacă intrarea este constrinsă să ia una sau alta din valorile celor două domenii complet separate. Mai precis, dacă v_i este negativ, tranzistorul este blocat și v_o este aproximativ 10 V (tensiunea de alimentare de colector). Dacă pe de altă parte, v_i este mai mare de 2 V, tranzistorul este saturat și v_o este aproximativ zero. Aceste valori sînt sintetizate în tabelul 22.1.

Într-un sistem numeric tensiunile v_i și v_o corespund la variabilele binare ¹ a și b. Relația dintre valorile variabile binare și domeniile variabilei fizice este arbitrar una. În scopul acestei discuții facem atribuirea de valori din tabelul 22.2.

¹ În acest text toate numerele și variabilele binare sînt tipărite cu litere groase pentru a evita confuziile.

Această atribuire de valori este denumită *reprezentare pozitivă*, pentru că domeniul de tensiune atribuit stării 1 este mai pozitiv decît domeniul atribuit stării 0. (Atribuirea opusă de valori este denumită *evident reprezentare negativă*).

Tabelul 22.1		Tabelul 22.2	
Relațiile între tensiuni		Atribuirea valorilor tensiunilor	
v_i (V)	v_o (V)	Domeniul de tensiune	Valoarea variabilei binare
mai mic decît 0	$\approx +10$	2,5 la 10 V	1
mai mare decît 2	≈ 0	-1 la 0 V	0

Dacă amplificatorul este comandat cu o tensiune din gamele date în tabelele de mai sus, putem descrie funcționarea circuitului foarte succint, în termeni de variabile binare, ca în tabelul 22.3.

Această funcțiune logică se numește *complementare*, variabila de ieșire este *complementul* variabilei de intrare. Astfel, circuitul este numit „inversor”.

Tabelul 22.3

Tabelul de combinații

Intrare	Ieșire
0	1
1	0

Tabelul 22.4

Tabelul de adevăr

a	b	Ieșirea binară
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Circuitul inversor reprezentat în fig. 22.2 are proprietăți utile. Trebuie observat mai întîi că variabila de ieșire este mai bine cuantizată, sau standardizată, decît variabila de intrare. Orice tensiune de intrare negativă ¹ produce o tensiune de ieșire care este foarte apropiată de 10 V pentru că tranzistorul este blocat. Similar, orice tensiune de intrare mai pozitivă decît 2,5 V (limitată de puterea disipată în rezistența de intrare) face ca tranzistorul să fie saturat și produce o tensiune de ieșire foarte aproape de zero volți.

Circuitul inversor furnizează și un câștig de putere. Cînd intrarea are valoarea binară 1, circuitul poate fi caracterizat printr-o impedanță de

¹ Limita inferioară a lui V_i este dată de străpungerea prin avalanșă a joncțiunii de emitor.

intrare de circa 10 k Ω . Când variabila de ieșire este 1, rezistența de ieșire este 1 k Ω . În concluzie, inversorul poate fi încărcat cu 30 de alte circuite identice (având rezistența de intrare de 10 k Ω) înainte ca variabila v_o corespunzătoare ieșirii să scadă sub limita inferioară prescrisă a domeniului

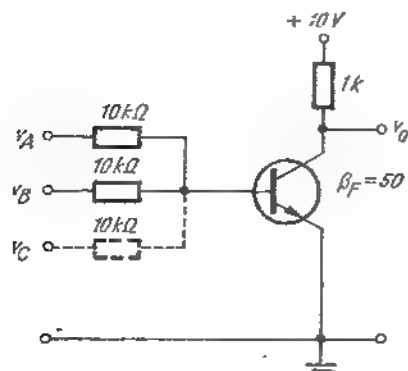


Fig. 22.5 Circuit logic cu rezistențe și tranzistor.

ei de dispersie, care este 2,5 V. Pentru că este capabil să comande 30 de alte circuite cu aceleași cerințe la intrare ca și el însuși, se spune că circuitul are o capacitate de comandă la ieșire de 30.

Dacă se adaugă una sau mai multe rezistențe în baza tranzistorului, așa cum se arată în fig. 22.5, inversorul simplu devine o poartă logică. Dacă folosim aceeași reprezentare pozitivă ca în tabelul 22.2, tranzistorul va fi saturat și ieșirea binară va fi 0, dacă semnalul la una sau mai multe intrări este mai mare decât 2,5 V, adică, 1 logic. Astfel, combinațiile binare posibile pentru circuit sînt cele reprezentate în tabelul 22.4 (presupunînd numai două intrări). Variabila logică de ieșire în această poartă cu tranzistor este *complementul* ieșirii corespunzătoare a porții SAU cu diode, fig. 6.9 a. Astfel, noi denumim poarta din fig. 22.5 o poartă SAU—NU pentru a indica că și complementarea, și funcția de poartă SAU sînt implicate (vezi problema P. 22.1)

Deși tranzistorul din circuitul din fig. 22.5 este esențial un inversor și realizează astfel o anumită funcție logică, rolul lui principal este standardizarea semnalului. Se observă că curentul de bază al tranzistorului variază într-un domeniu de aproape 3 la 1, după cum una, două sau trei din variabilele de intrare sînt în starea 1. Totuși, tranzistorul este saturat pentru toate aceste condiții, astfel încît, tensiunea de ieșire v_o este practic independentă de curentul de bază.

22.2.3. Condiții asupra stărilor statice

Tensiunea de ieșire a unui comutator simplu cu tranzistor va fi rezonabil de bine cuantizată numai dacă tranzistorul este comandat între blocare și saturație. Parametrii de curent, domeniile de amplitudine a semnalului de intrare și sarcina care este comandată de circuit trebuie alese astfel încît în condiții statice starea de *conducție* se referă la regiunea de saturație și starea de *blocare* corespunde regiunii de blocare.

Saturația. Saturația tranzistorului se produce, așa cum am văzut în paragraful 22.2.1, dacă:

$$|I_B| \geq \frac{|I_C(sat)|}{\beta_F} \quad (22.8)$$

Există cîteva motive pentru care curentul static de bază trebuie să fie mai mare decît valoarea minimă a lui $|I_C(sat)|/\beta_F$. În primul rînd, tranzistoarele de un tip particular au un domeniu destul de mare de valori pentru β_F . Multe tipuri de tranzistoare prezintă o dispersie de 2 la 1 a lui β_F într-un punct de funcționare particular, iar dispersii de 10 la 1 nu sînt de loc neobișnuite. Evident, un circuit care trebuie să lucreze corect, cu *orice* tranzistor de un anumit tip, trebuie să fie proiectat astfel încît să se furnizeze un curent de bază corespunzător pentru tranzistoarele care au valoarea *minimă* specificată pentru β_F . În concluzie, tranzistoarele care au valori mai mari pentru β_F vor avea o comandă în bază mai mult decît suficientă.

În al doilea rînd, curentul de colector din starea de condiție depinde de sarcina pe care o comandă circuitul și această sarcină nu este în general constantă. Întrucît ecuația (22.8) trebuie să fie satisfăcută pentru valoarea cea mai mare posibilă a lui $|I_C(sat)|$, curentul de bază va fi mai mult decît suficient pentru acele condiții de lucru în care curentul de colector este mai mic decît valoarea maximă.

În al treilea rînd, toleranțele obișnuite ale valorilor componentelor și ale tensiunilor de alimentare produc variații în comanda pe bază și în curentul de sarcină. Proiectantul de circuit trebuie să se asigure că curentul de bază este suficient pentru funcționarea în regiunea de saturație, chiar cu combinația cea mai defavorabilă a valorilor componentelor și sursei de alimentare. Astfel, curentul de bază va fi mai mult decît suficient în majoritatea condițiilor.

Una din metodele prin care proiectantul de circuite se asigură că circuitul va fi în starea corectă în ciuda dispersiilor tranzistorului, variațiilor sarcinii și comenzii, și toleranțelor componentelor și sursei de alimentare, este denumită *proiectare în cazul cel mai defavorabil*. Ea implică determinarea combinației celei mai dezavantajoase posibile a parametrilor circuitului și dispozitivului, în condițiile de mediu cele mai defavorabile și

specificind circuitul astfel încât să funcționeze corect chiar în acest caz foarte defavorabil. O asemenea filozofie de proiectare este foarte conservatoare, întrucât cazul cel mai defavorabil poate fi un eveniment improbabil de întâlnit.

Totuși, proiectarea în condițiile cele mai defavorabile garantează performanța corectă a circuitului în toate condițiile în afară de defectarea unei componente (vezi problemele P. 22.2 până la P. 22.4).

Blocarea. Starea de *blocare* a unui comutator cu tranzistor corespunde la funcționarea în regiunea de blocare cu ambele joncțiuni polarizate invers. Curenții de saturație I_{ES} și I_{CS} sînt atît de mici în majoritatea tranzistoarelor cu siliciu, încît curențul de colector al unui comutator în stare de deschidere este substanțial independent de tensiunea de polarizare a joncțiunii de emitor pentru tensiuni ale joncțiunilor mai mici decît cîteva zecimi de volt, în sens direct. Acest lucru este ilustrat în fig. 22.6, care reprezintă I_C funcție de V_{BE} pentru un tranzistor npn de comutație cu siliciu. Un circuit de comutație care folosește acest tranzistor și are un curent de colector, în starea de conducție, de cîteva miliamperi, este efectiv în stare de blocare, dacă tensiunea emitor-bază este mai mică decît circa

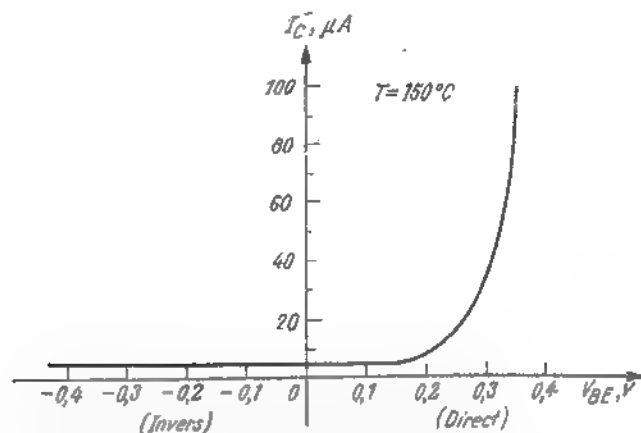


Fig. 22.6 Dependența curentului de colector de tensiunea bază-emitor într-un tranzistor npn cu siliciu la 150°C.

0,3 V. Sub această tensiune, care este denumită *tensiune de prag bază-emitor* $V_{BE\text{prag}}$, injecția de purtători minoritari în bază prin joncțiunea de emitor are un efect nesemnificativ asupra curentului de colector. Tensiunile de prag sînt mai mici în tranzistoarele cu germaniu (circa 0,1 V la temperatura camerei), pentru că curenții de saturație sînt mai mari. Tensiunea de prag reflectă dependența exponențială a temperaturii de curenții de sa-

turație și astfel are un coeficient de temperatură de -2 pînă la -3 mV/°C și pentru siliciu, și pentru germaniu (vezi paragraful 4.3.3.)

În proiectarea unui circuit de comutație cu tranzistor, starea statică de *blocare* trebuie să fie examinată în condițiile cele mai defavorabile pentru a asigura o funcționare satisfăcătoare (vezi problemele P. 22.2 pînă la P. 22.4). De obicei, aceasta implică considerarea celei mai ridicate temperaturi de mediu, pentru care curenții de saturație cu valorile lor maxime și tensiunile de prag au valorile lor minime.

22.3. TRANZIȚII ÎNTRE STĂRI

După ce am explorat proprietățile statice ale tranzistorului inversor vom examina detaliat dinamica circuitului. În aplicațiile numerice nu numai că dorim tensiuni cuantizate în două nivele discrete, corespunzător la două stări distincte ale tranzistorului, dar de asemenea dorim ca circuitul să treacă dintr-o stare în alta cu viteza cea mai mare posibilă. Pentru a comuta un tranzistor din starea de *blocare* în starea de *conducție*, trebuie să-i furnizăm sarcină în regiunea bazei. Această sarcină este necesară pentru a schimba sarcinile regiunilor de sarcină spațială în stare de *blocare* și pentru a stabili o sarcină în exces suficientă în regiunea bazei pentru a menține curentul de colector în stare de *conducție*. Invers, pentru a bloca un tranzistor, trebuie să evacuăm toată sarcina în exces din regiunea bazei și trebuie, în plus, să schimbăm sarcinile regiunilor de sarcină spațială, astfel încît să poată suporta tensiunile joncțiunilor cerute de circuit cu tranzistorul blocat. Intervalele de timp necesare pentru a deplasa aceste sarcini în interiorul sau în afara tranzistorului sînt de o importanță primordială în proiectarea de circuite digitale, pentru că ele determină viteza maximă la care circuitul de comutare, deci întregul sistem numeric, poate să lucreze.

Evident, problema comutării între stări implică funcționarea tranzistorului în mod neliniar. Astfel, trebuie să reprezentăm tranzistorul prin modelul dinamic de semnal mare, care este modelul cu control prin sarcină dezvoltat în capitolul 21. Pentru a fi practici considerăm un tranzistor npn difuzat cu siliciu în același circuit inversor care a fost discutat în paragraful 22.2. Evident, analiza unui circuit npn nu introduce diferențe fundamentale.

Circuitul nostru inversor este repetat în fig. 22.7, împreună cu forma de undă a impulsului de comandă a intrării. Pentru un astfel de circuit, de obicei sîntem interesați în rezolvarea ecuațiilor pentru $i_C(t)$, $v_C(t)$, sau a diferiților timpi de tranziție. Cu un impuls de comandă în tensiune ca cel din fig. 22.7, curentul de bază va depinde, în general, de tensiunile

joncțiunilor, care depind în mod nelinier de componentele directe și inverse ale sarcinii de bază care, la rândul ei, depinde de istoria curentului de bază. Această situație generală poate fi descrisă în termenii unui set de ecuații

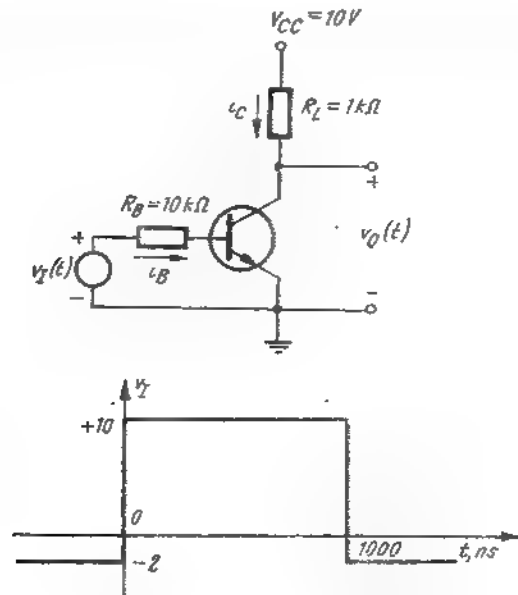


Fig. 22.7 Inversorul cu tranzistor.

diferențiale neliniare simultane. Practic, descriem circuitul exterior al tranzistorului din fig. 22.7 prin relațiile:

$$v_I + v_{BE} = i_B R_B \quad (22.9)$$

$$10 - v_O = i_C R_L \quad (22.10)$$

$$v_O = v_{CE} - v_{BE} \quad (22.11)$$

Descriem tranzistorul prin relațiile modelului cu control prin sarcină dezvoltat în paragraful 21.3.5. Pentru că trebuie să ne referim la aceste

ecuații de mai multe ori în acest paragraf ele sînt repetate mai jos. Relațiile de bază ale modelului cu control prin sarcină pentru acest tranzistor sînt:

$$i_B = \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} + \frac{d}{dt} (q_F + q_R + q_{VB} + q_{VC}) \quad (22.12 a)$$

$$i_C = \frac{q_F}{\tau_F} - q_R \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) - \frac{d}{dt} (q_R + q_{VC}) \quad (22.12 b)$$

Componentele sarcinii din bază q_F și q_R sînt legate de tensiunile joncțiunilor prin expresiile:

$$q_F = Q_{FO} (e^{-q_{VB}/kT} - 1) \quad (22.13 a)$$

$$q_R = Q_{RO} (e^{-q_{VC}/kT} - 1) \quad (22.13 b)$$

sînde:

$$Q_{FO} = \alpha_F I_{ES} \tau_F \quad (22.14 a)$$

$$Q_{RO} = \alpha_R I_{CS} \tau_R \quad (22.14 b)$$

Pentru că acest tranzistor este un dispozitiv cu joncțiuni dopate neuniform sarcinile regiunilor de sarcină spațială sînt legate de tensiunile joncțiunilor prin expresiile:

$$q_{VB} = K_B [\psi_0^{2/3} - (\psi_0 + v_{BE})^{2/3}] \quad (22.15 a)$$

$$q_{VC} = K_C [\psi_0^{2/3} - (\psi_0 + v_{CB})^{2/3}] \quad (22.15 b)$$

Avem nouă ecuații și nouă necunoscute (trei tensiuni, doi curenți și patru sarcini). Astfel, ecuațiile pot fi rezolvate, dar în practică numai pe un calculator numeric. O soluție completă generată pe calculator¹ este arătată în fig. 22.8, pentru un tranzistor cu joncțiuni difuzate cu siliciu, cu următorii parametri:

$$\tau_F = 0,4 \text{ ns} \quad \tau_R = 10 \text{ ns}$$

$$\beta_F = 75 \quad \beta_R = 7$$

$$K_B = K_C = 5 \text{ pF (V)}^{1/3}$$

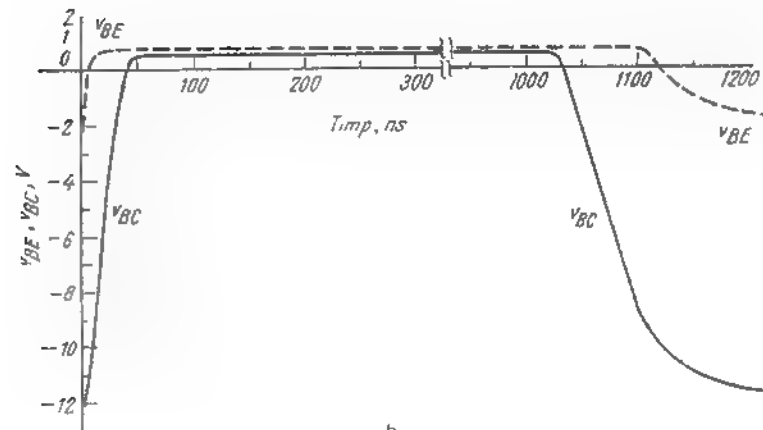
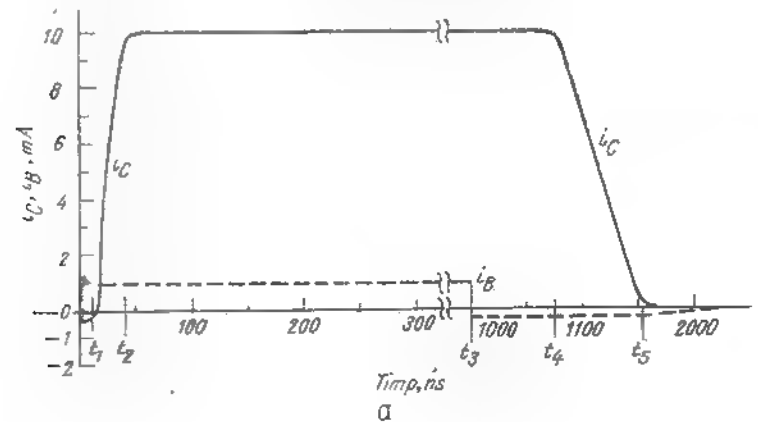
$$\psi_0 = 0,9 \text{ V}$$

$$Q_{FO} = 1 \times 10^{-18} \text{ pC} - 1 \times 10^{-23} \text{ C}$$

$$Q_{RO} = 2,5 \times 10^{-9} \text{ pC.}$$

¹ Detaliile acestei soluții, care nu sînt evidente în acest moment, se dau în paragraful 22.6.

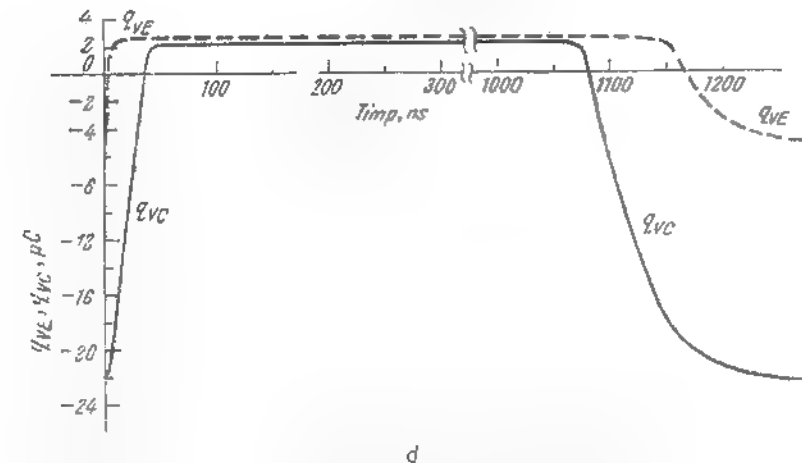
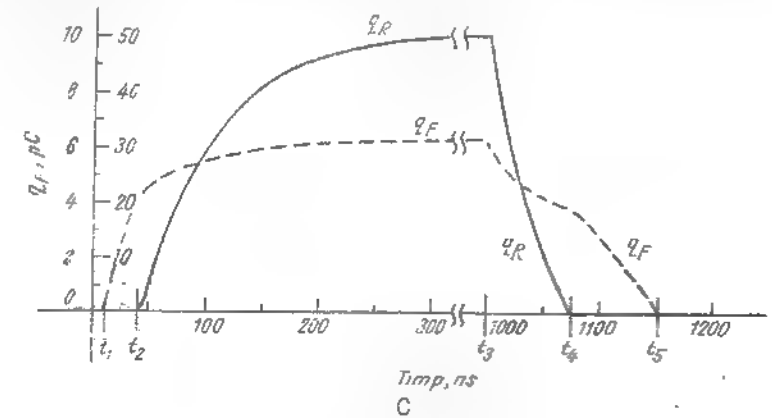
Din fig. 22.8 b se observă că sînt necesare mai mult de 40 ns pentru ca tranzistorul să intre în saturație și circa 300 ns pentru a bloca tranzistorul, care era inițial saturat. De fapt, nu se observă absolut nici o schimbare în tensiunile sau curenții terminali în primele 75 ns după ce impulsul de tensiune de intrare devine nul! Aceste întârzieri sînt de o deosebită impor-



b
Fig. 22.8 a,b

tanță în proiectarea circuitelor numerice, pentru că ele reprezintă limita fundamentală a vitezei de lucru a unui echipament numeric.

Din păcate, soluția pe calculator reprezentată în fig. 22.8 furnizează date puține legate de modul în care s-ar putea reduce aceste întârzieri nedorite dintr-o stare în alta. Pentru a lărgi această cunoaștere trebuie să dezvoltăm metode aproximative de analiză care să pună în evidență clar sursele de timpi de întârziere. Din nou vom sacrifica precizia în avantajul simplității, pentru că performanța unei proiectări definitive poate fi totdeauna verificată în detaliu pe calculator.



d
Fig. 22.8 Soluția generată pe calculator pentru tensiunile, curenții și sarcinile inversorului din fig. 22.7:
a - curenți; b - tensiuni; c - sarcina din bază; d - sarcinile regiunilor de sarcină spațială.

Este de observat mai întâi că în comutarea din blocare în saturatie și înapoi în blocare, tranzistorul își va schimba starea de patru ori. Pentru a simplifica relațiile matematice, revenim la analiza stare cu stare, care reprezintă tranzistorul în fiecare stare printr-unul din modelele simple cu control prin sarcină într-un domeniu limitat, dezvoltate în paragraful 21.4. Vom lua împreună soluțiile pentru a forma soluția tranzitorie întreagă.

Pentru a simplifica notația, am definit în fig. 22.8 a și c momentele comutării în termeni de forme de undă ale curenților și sarcinilor. Toate tensiunile, curenții și sarcinile vor fi desemnate funcție de acești timpi. Formele de undă detaliate pentru i_c și q_B în fiecare regiune vor fi discutate în subparagrafele următoare.

22.3.1. Tranzițiile prin regiunea de blocare

Din fig. 22.7 vedem că la începutul tranziției, și v_{EB} , și v_{CB} sînt pozitive, Specific:

$$v_{EB}(t_0) = -v_I(t_0) = 2 \text{ V} \quad (22.16)$$

$$v_{CB}(t_0) = V_{CC} - v_I(t_0) = 12 \text{ V} \quad (22.17)$$

Astfel, tranzistorul iese din regiunea de blocare și noi putem modela circuitul folosind modelul simplu cu control prin sarcină pentru regiunea de blocare, reprezentat în fig. 22.9 a. La $t=t_0$, curentul de bază i_B devine pozitiv, corespunzător circulației gelurilor majoritare în baza de tip p. Din fig. 22.9 a este clar că datorită acestui curent de bază, se va adăuga o sarcină pozitivă sarcinilor regiunilor de sarcină spațială q_{VE} și q_{VC} și tranzistorul va traversa regiunea de blocare. Tranzistorul rămîne în starea de blocare pînă cînd dioda de emitor devine suficient de polarizată direct pentru a aduce tranzistorul în regiunea activă, adică pînă cînd $v_{EB} \approx -0,3 \text{ V}$, pentru acest dispozitiv cu siliciu. Pe baza acestei discuții calitative inițiale, se pot face schițe aproximative ale tensiunii, curentului și formelor de undă care interesează în timpul intervalului de blocare. Aceste curbe se reprezintă în fig. 22.9 b - g. Evident, ele nu transmit o informație detaliată asupra formelor de undă. Mai degrabă ne ajută să ținem minte intervalele de timp și polaritățile variabilelor în chestiune.

Ecuatiile corespunzătoare pentru tranzistor în regiunea de blocare sînt, din paragraful 21.4.2.

$$i_B = \frac{d}{dt} (q_{VE} + q_{VC}) \quad (22.18 a)$$

$$i_C = - \frac{d q_{VC}}{dt} \quad (22.18 b)$$

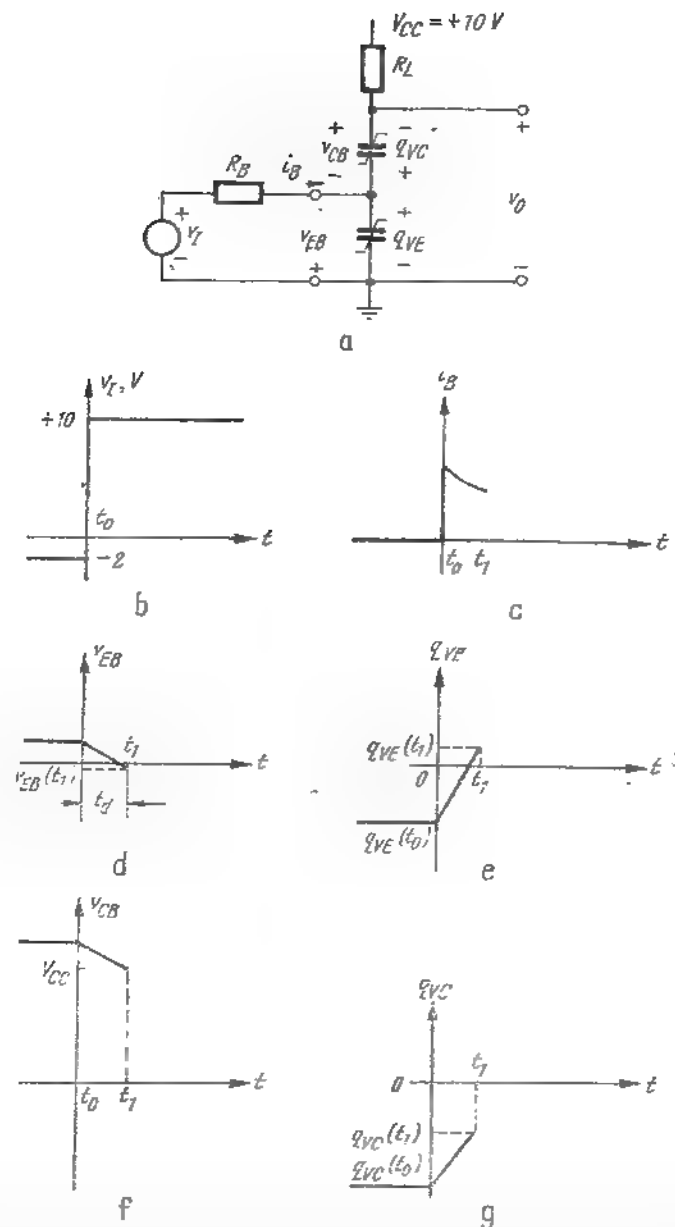


Fig. 22.9. Schițe aproximative ale tranziției prin regiunea de blocare. Tranzistorul intră în regiunea activă la $t = t_1$. Pentru $t_0 < t < t_1$, sarcina în exces din regiunea bazei este aproximativ zero:

a - circuitul echivalent pentru regiunea de blocare; b - tensiunea de intrare; c - curentul de bază; d - tensiunea emitor-bază; e - sarcina regiunii de sarcină spațială de la jonctiunea emitor-bază; f - tensiunea colector-bază; g - sarcina regiunii de sarcină spațială de la jonctiunea colector-bază.

Dacă putem estima $i_B(t)$ în timpul intervalului de tăiere, putem integra ecuația (22.18 a) și determina soluția în intervalul de timp necesar ca jonctiunea emitor-bază să devină polarizată direct. Integrarea ecuației (22.18 a) dă:

$$\int_{t_0}^{t_1} i_B(t) dt = [q_{vE}(t_1) - q_{vE}(t_0)] + [q_{vO}(t_1) - q_{vO}(t_0)] \quad (22.19)$$

unde, așa cum s-a stabilit mai sus, notația $q_{vE}(t_1)$ indică sarcina regiunii de sarcină spațială la $t=t_1$. Cele patru valori ale sarcinii din ecuațiile (22.19) pot fi deja calculate astfel încât dacă putem estima i_B , expresia poate fi rezolvată pentru intervalul de timp $t_1 - t_0$, de obicei denumit *timpul de întârziere* t_d .

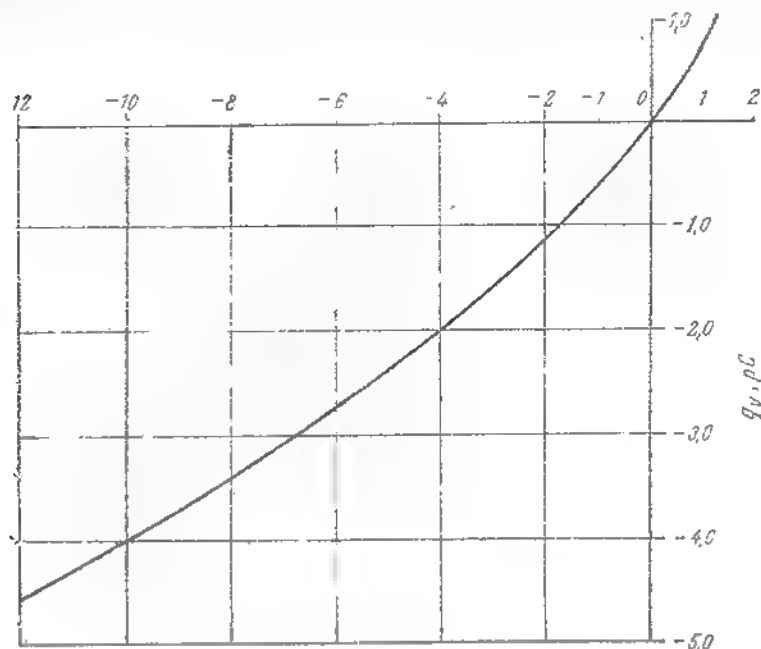


Fig. 22.10. Sarcina regiunii de sarcină spațială funcție de tensiune pentru o jonctiune dopată neuniform cu $K = 1$.

Putem găsi $q_{vE}(t_0)$ și $q_{vO}(t_0)$ din ecuațiile (22.15), folosind valorile tensiunilor specificate în ecuațiile (22.16) și (22.17). Pentru a facilita aceasta și calculele următoare, noi reprezentăm în fig. 22.10 o curbă normalizată [$K = 1 \text{ pF (V)}^{1/2}$] a lui q_v funcție de tensiunea obținută, folosind ecuația

(22.15). Reamintind că $K_E = K_C = 5 \text{ pF (V)}^{1/2}$, pentru acest tranzistor, obținem:

$$q_{vE}(t_0) = -5,5 \text{ pC}$$

$$q_{vO}(t_0) = -22,9 \text{ pC.}$$

În t_1 sfârșitul intervalului de blocare, punctul de funcționare trece din regiunea de blocare în regiunea activă. Pentru un tranzistor cu siliciu, tensiunile jonctiunilor în acest punct vor fi aproximativ:

$$v_{EB} \approx -0,3 \text{ V}$$

$$v_{CB} \approx V_{CO} - 0,3 = 9,7 \text{ V}$$

(neglijând orice curent de colector în R_1). Trebuie observat că v_{EB} și v_{CB} se schimbă cu aceeași cantitate între t_0 și t_1 . Sarcinile $q_{vE}(t_1)$ și $q_{vO}(t_1)$ pot fi determinate acum din ecuațiile (22.15) sau fig. 22.10:

$$q_{vE}(t_1) = +1,1 \text{ pC}$$

$$q_{vO}(t_1) = -19,2 \text{ pC.}$$

Adesea putem face o bună estimare a lui $i_B(t)$ când v_{EB} nu variază prea mult comparativ cu v_C . În exemplul de față v_{EB} variază numai cu 2 V, în timp ce v_C variază cu 10 V. Astfel, curentul de bază, care va urmări imediat aplicarea treptei de tensiune de intrare, va fi:

$$i_B(t_0) = \frac{v_I + v_{EB}}{R_B} = \frac{10 + 2}{10} = 1,2 \text{ mA}$$

și curentul final de bază va fi:

$$i_B(t_1) = \frac{10 - 0,3}{10} = 0,97 \text{ mA.}$$

În concluzie, estimăm un curent mediu de bază de circa 1,1 mA în timpul intervalului de blocare și ecuația (22.19) devine:

$$\int_0^{t_d} (1,1) dt = (1,1 + 5,5) + (-19,2 + 22,9) = 10,3 \text{ pC.}$$

Rezolvînd pentru timpul de întîrziere t_d , obţinem :

$$t_d = \frac{10,3}{1,1} = 9,4 \text{ ns};$$

Această valoare se poate compara favorabil cu valoarea de 10 ns obţinută în rezolvarea problemei pe calculator (vezi fig. 22.8). (Vezi de asemenea demonstraţiile experimentale de curs din paragraful 22.7).

Curentul de colector este în realitate uşor negativ pe durata timpului de întîrziere, deoarece purtătorii majoritari trebuie furnizaţi jumătăţii din colector a regiunii de sarcină spaţială [vezi ecuaţia (22.18 b)]. Divizarea curentului de bază între colector şi emitor este determinată de vitezele relative de variaţie ale lui q_{FC} şi q_{FE} . Totuşi, în timpul acestui interval curentul de colector este de obicei neglijabil comparativ cu curentul de colector în stare de conducţie.

22.3.2. Tranziţiile prin regiunea acţiei

Cînd joncţiunea de emitor devine polarizată invers, tranzistorul intră în regiunea activă. Deci, noi trebuie să schimbăm modelul de circuit, alegîndu-l pe cel reprezentat în fig. 22.11 a. Cu emitorul polarizat direct, începe să se acumuleze sarcină în exces q_F în bază şi circulă un curent de colector substanţial. Curentul de colector creşte pînă la momentul t_2 , cînd atinge valoarea de saturaţie definită de parametrii circuitului exterior. Astfel, din fig. 22.11 a :

$$i_C(t_2) = I_C(\text{sat}) \approx \frac{V_{CC}}{R_L} = 10 \text{ mA}. \quad (22.20)$$

În regiunea activă v_{EB} creşte rapid de la $-0,3$ la $-0,6$ V, apoi se fixează la circa $-0,6$ sau $-0,7$ V. Astfel curentul de bază va fi de aproximativ 0,94 nA. În fig. 22.11 sînt reprezentate schiţele aproximative ale formelor de undă corespunzătoare.

Dacă neglijem termenul dq_{FE}/dt din ecuaţia curentului de colector, corespunzător cu discuţia din paragraful 21.4, ecuaţiile modelului cu control prin sarcină în regiunea activă devin :

$$i_B = \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{d}{dt} (q_F + q_{FE} + q_{FC}) \quad (22.21.a)$$

$$i_C \approx \frac{q_F}{\tau_F}. \quad (22.21.b)$$

Timpul necesar pentru a traversa regiunea activă se poate găsi prin integrarea ecuaţiei (22.21 a) :

$$\int_{t_1}^{t_2} i_B dt = \underbrace{\Delta q_F + \Delta q_{FE} + \Delta q_{FC}}_{\text{Variația sarcinii stocate}} + \underbrace{\frac{1}{\tau_{BF}} \int_{t_1}^{t_2} q_F dt}_{\text{Recombinarea sarcinii}} \quad (22.22)$$

Variația sarcinii stocate Recombinarea sarcinii

Pentru că β_F este 75 :

$$\beta_F |I_B| \gg |I_C(\text{sat})| \quad (22.23)$$

astfel încît tranzistorul va fi eventual comandat adînc în saturaţie. Astfel, noi sîntem asiguraţi de traversarea rapidă a regiunii active şi putem neglijă termenul corespunzător recombinării în ecuaţia (22.22). Pe această bază ecuaţia poate fi rezolvată pentru *timpul de creştere* t_r , care este intervalul de timp între momentul particular cînd joncţiunea de emitor devine polarizată direct şi momentul cînd tranzistorul intră în saturaţie. Reamintim din calculele pentru regiunea de blocare că $q_F(t_1) = 0$, $q_{FE}(t_1) = 1,1$ pC şi $q_{FC}(t_1) = -19,2$ pC. La t_2 , cînd tranzistorul este la limita de saturaţie, $v_{EB} = -0,7$ V şi v_{CB} va fi aproximativ $-0,3$ V; deci din fig. 22.10, $q_{FE}(t_2) = 2,7$ pC şi $q_{FC}(t_2) = +1,1$ pC. Găsim $q_F(t_2)$ din ecuaţiile (22.21 b) şi (22.20) :

$$\begin{aligned} q_F(t_2) &= I_C(\text{sat}) \tau_F = \\ &= 10 \times 0,4 = 4 \text{ pC}. \end{aligned} \quad (22.24)$$

Aceste rezultate sînt sintetizate în tabelul 22.5

Aşa cum s-a observat mai sus, în regiunea activă $i_B(t)$ este aproape constant şi egal cu 0,94 mA. Astfel, ecuaţia (22.22) se reduce la :

$$0,94 (t_2 - t_1) = 4 + 1,6 + 20,3$$

sau timpul de creştere este :

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{25,9}{0,94} = 27,6 \text{ ns}.$$

Valoarea corespunzătoare obţinută pe calculator este, din fig. 22.8 :

$$t_r = 31 \text{ ns}.$$

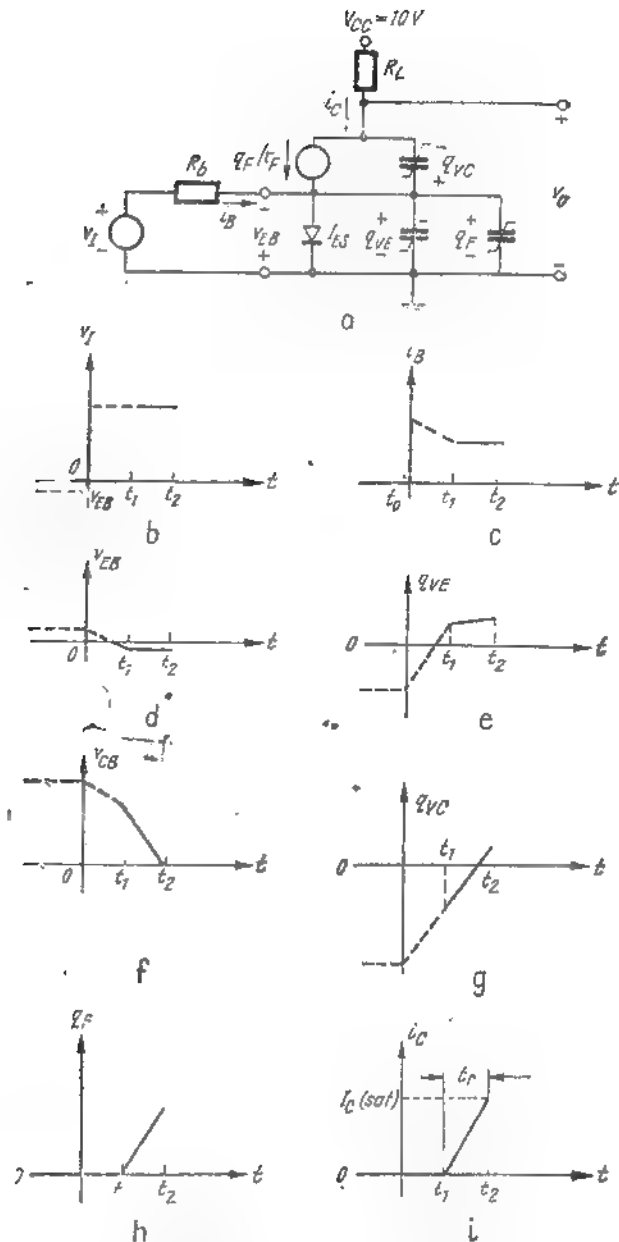


Fig. 22.11. Schițe aproximative pentru tranziția prin regiunea activă. Tranzistorul intră în regiunea de saturație la $t = t_2$. Pentru $t_0 < t < t_2$ componenta inversă a sarcinii în exces în regiunea bazei este aproximativ zero:

a - circuitul echivalent pentru regiunea activă; b - tensiunea de intrare, c - curentul de bază, d - tensiunea emitor-bază, e - sarcina regiunii de sarcină spațială la jonctiunea emitorului, f - tensiunea colector-bază, g - sarcina regiunii de sarcină spațială la jonctiunea colectorului, h - componenta directă a sarcinii de bază, i - curentul de colector.

Noi ne așteptăm ca soluția aproximată să producă un timp de creștere mai mic decât cel dat de soluția pe calculator pentru că recombinarea, pe care o neglijăm, va face tranziția mai lentă. O parte din curentul de bază trebuie să fie folosit pentru a alimenta această recombinare, reducând curentul disponibil pentru încărcarea capacităților [vezi ecuația (22.21 a)].

Tabelul 22.5

Sarcina în picocoulombi pentru circuitul din fig. 22.7

Time	q_{VE}	Δq_{VE}	q_{VC}	Δq_{VC}	q_F	Δq_F
t_0	-5,5		-22,9		0	
t_1	1,1	+6,6	-19,2	+3,7	0	0
t_2	2,7	+6,1	+1,1	+20,3	4	+4

Putem estima recombinarea presupunând o creștere liniară a lui q_F cu timpul, între t_1 și t_2 . Pe această bază pierderea de sarcină prin recombinare este:

$$q_{re} = \frac{1}{\tau_{BF}} \int_{t_1}^{t_2} q_F dt =$$

$$= \left(\frac{4}{0,4 \times 75} \right) \left(\frac{27,6}{2} \right) = 1,8 \text{ pC}$$

care are un efect de 7% asupra calculelor noastre aproximative.

22.3.3. Regiunea de saturație

Pentru că curentul de bază este mai mare decât cel necesar să comande tranzistorul în saturație, așa cum am găsit în paragraful 22.3.2, sarcina în exces în bază, $q_B = q_F + q_R$, continuă să crească un interval de timp anumit după timpul t_2 (când tranzistorul intră în saturație). Specific, q_F și q_R acumulate până când se atinge viteza netă de recombinare sînt aproape egale cu curentul de bază. În acest timp, toate variabilele externe, i_B , i_C , v_{BE} și v_{CE} sînt aproape constante. Totuși, formele de undă exacte ale variabilelor interne q_F și q_R nu sînt prea importante. Dar noi trebuie să cunoaștem suma $q_F + q_R$ la t_2 , momentul dispariției impulsului de intrare, pentru că aceasta influențează direct timpul de comutare inversă a curentului, așa cum vom vedea în paragraful următor.

Pentru că tensiunile joncțiunilor sînt virtual constante, q_{FE} și q_{FG} nu se schimbă și deci pot fi omise din model. Astfel, putem forma modelul de circuit pentru regiunea de saturație, reprezentat în fig. 22.12.

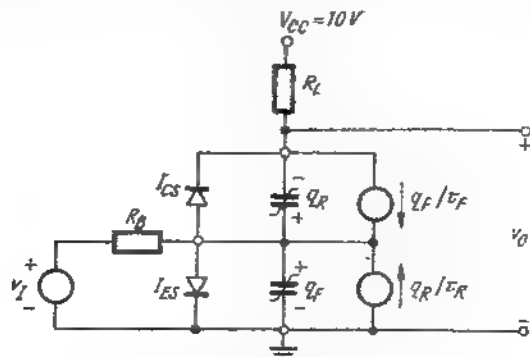


Fig. 22.12. Circuitul echivalent al inversorului folosind modelul cu control prin sarcină în regiunea de saturație pentru tranzistor.

Poate cel mai simplu mod de a determina sarcina totală stocată $q_F + q_R$ la momentul t_s este de a calcula sarcina de saturație q_s folosind ecuația (21.51):

$$i_B - \frac{I_C(sat)}{\beta_F} = \frac{dq_s}{dt} + \frac{q_s}{\tau_s} \quad (22.25)$$

Reamintim din ecuația (21.49 b) că constanta de timp de saturație este:

$$\begin{aligned} \tau_s &= \frac{\tau_{BF}(\beta_R + 1) + \tau_{BR}\beta_F}{\beta_F + \beta_R + 1} \\ &= \frac{30(8) + (70)(75)}{75 + 7 + 1} = 66 \text{ ns.} \end{aligned} \quad (22.26)$$

Pentru că impulsul de tensiune de intrare are durata de $1 \mu s$ și suma timpilor de întârziere și de creștere este de numai 35,2 ns, este timp suficient ca tranzistorul să ajungă în starea staționară de saturație ($5\tau_s < 1000 - t_d - t_r$). Deci $q_s(t_s)$ este sarcina staționară q_s din ecuația (22.25).

$$\begin{aligned} q_s(t_s) &= q_s \text{ (starea staționară)} = \\ &= (66) \left(0,94 - \frac{10}{75} \right) = 53,5 \text{ pC.} \end{aligned}$$

Deci sarcina în bază la momentul t_s este:

$$q_B(t_s) = q_F + q_R = q_s + q_{Bo} = 53,5 + 4 = 57,5 \text{ pC.}$$

Aceste calcule sînt confirmate de calculele făcute pe calculator și reprezentate în fig. 22.8, care arată că tranzițiile lui q_F și q_R s-au terminat substanțial în 350 ns, cu o sarcină finală în bază de $q_B(t_s) = 6,3 + 50,9 = 57,2 \text{ pC}$.

22.3.4. Întârzierea de stocare

În starea staționară de conducție, tranzistorul comutator are un curent de bază constant I_B și un curent de colector constant $I_C(sat)$. Tranziția în starea de blocare este inițiată prin inversarea curentului de bază astfel încît purtătorii în exces sînt evacuați din bază, și prin terminatul de bază, și prin recombinare.

Tranziția inversă poate fi divizată convenabil în trei intervale, așa cum s-a indicat prin formele de undă aproximative, schițate în fig. 22.13.

1. Pentru că în acest exemplu starea de conducție corespunde regiunii de saturație, există un interval de timp în care purtătorii în exces sînt evacuați din bază, deși nu există nici o schimbare a curentului de colector. Acest interval se termină cînd q_R (și q_S) devin egale cu zero, moment în care joncțiunea de colector iese din polarizare directă și tranzistorul iese din regiunea de saturație și intră în regiunea activă. Vom nota cu t_{sd} durata acestui interval de *întârziere de stocare*. Variațiile sarcinilor din regiunile de sarcină spațială sînt, desigur, neglijabile în timpul acestui interval, pentru că tensiunile terminale sînt aproape constante.

2. Evacuarea permanentă a sarcinii în exces din bază face ca i_C să scadă în amplitudine pe măsură ce tranzistorul traversează regiunea activă. Intervalul de timp corespunzător, care se termină cînd tranzistorul intră în regiunea de blocare se numește *timp de cădere* t_f .

3. Curentul de bază de blocare continuă să evacueze purtătorii majoritari din straturile de sarcină spațială și astfel să crească mărimile sarcinilor regiunilor de sarcină spațială q_{FC} și q_{FB} . Starea staționară este atinsă cînd tensiunile joncțiunilor ating valorile statice care corespund stării de blocare. Curentul de bază de blocare nu poate fi, desigur, menținut în regiunea de blocare. Deci, curentul de bază trebuie să cadă la zero cînd tranziția este terminată.

În evaluarea întîrzierii de stocare, este desigur posibil să se lucreze în termeni de componente directe și inverse ale sarcinii din bază și să se determine timpul necesar pentru a reduce q_R la zero. Totuși, din nou este în general mai convenabil să se lucreze în termeni de q_S și τ_s . Timpul de întîrziere de stocare t_{sd} este obținut prin rezolvarea ecuației (22.25) pentru $q_S(t)$, cu condiția inițială $q_S(t_s) = 53,5 \text{ pC}$ și calculîndu se momentul de timp la care $q_S(t)$ devine zero.

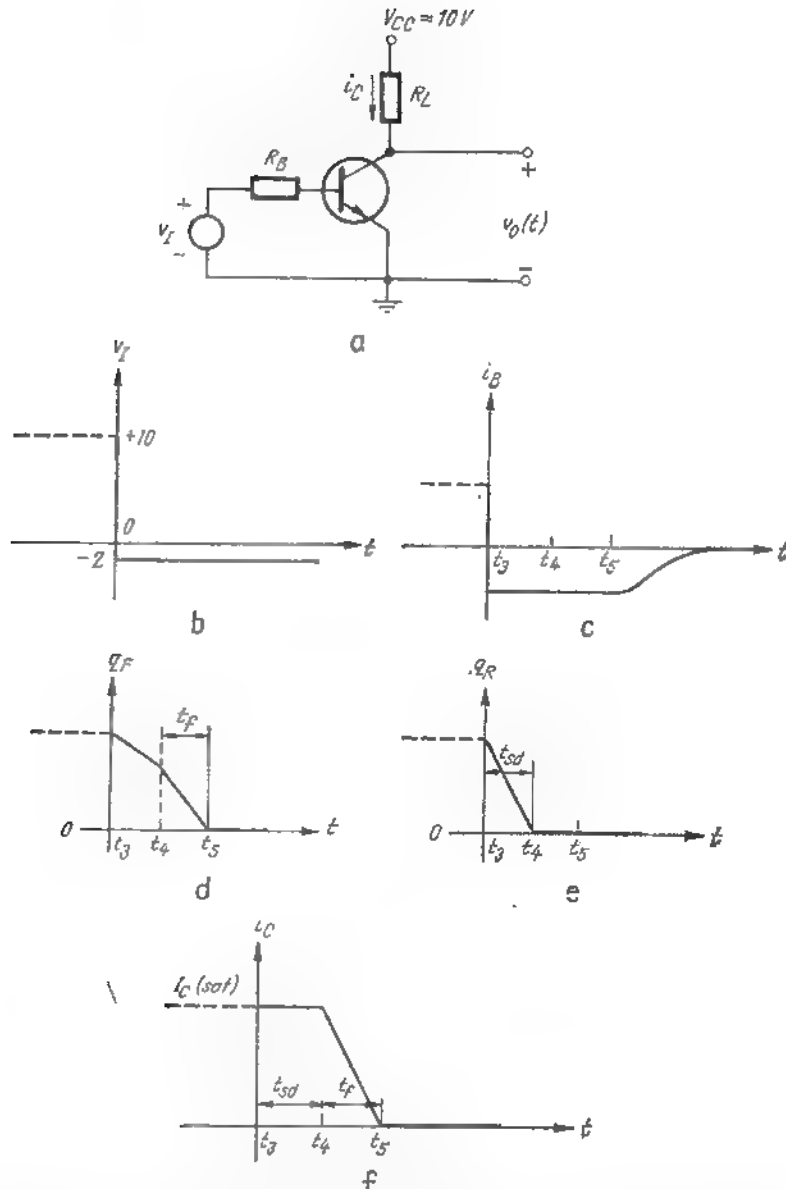


Fig. 22.13. Schițele aproximative care arată tranziția din conducție în blocare. Când curentul de bază se inversează la $t = t_3$, q_F începe să scadă. Tranzistorul intră în regiunea activă la $t = t_4$ și în regiunea de blocare la $t = t_5$:

a - circuitul; b - sursa de tensiune; c - curentul de bază; d - sarcina directă; e - sarcină inversă; f - curentul de colector

Întrucât, începând din t_3 , v_I este negativ, curentul de bază își schimbă brusc semnul în t_3 . Din fig. 22.12 este evident că v_{BE} rămâne fixat la aproximativ $-0,6$ V, atâta timp cât q_F este pozitiv. Astfel:

$$i_B = \frac{-2 - 0,6}{10} = -0,26 \text{ mA.}$$

Substituind aceste valori în ecuația 22.25, obținem:

$$-0,26 - \frac{10}{75} = \frac{q_S}{66} + \frac{dq_S}{dt} \quad (22.27)$$

Se observă că q_S este evacuat și prin curentul de bază negativ, și prin recombinare (vezi problema P. 22.5). Astfel, aplicând un semnal v_I negativ în timpul blocării, va fi micșorat apreciabil timpul de blocare¹. Curentul de bază negativ din timpul comutării inverse este totdeauna denumit *supracomandă la blocare*. Din ecuație, vedem că $q_S(t)$ este o exponențială negativă, așa cum se arată în fig. 22.14, cu o valoare finală (niciodată atinsă pentru că tranzistorul își schimbă starea) de:

$$q_S(\text{final}) = -\left(0,26 + \frac{10}{75}\right)(66) = -26 \text{ pC.}$$

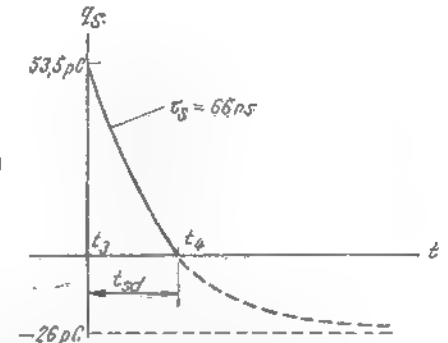


Fig. 22.14. Scăderea lui q_S , care arată timpul de întârziere de stocare t_{sd} .

Așa cum se observă din fig. 22.14, putem găsi timpul de întârziere de stocare prin rezolvarea pentru t_{sd} a ecuației:

$$26 = (53,5 + 26) e^{-t_{sd}/66}$$

¹ Acest efect poate fi arătat prin demonstrațiile experimentale de curs discutate în paragraful 22.7.

Deci timpul de întârziere de stocare este :

$$t_{sa} = 66 \ln \frac{79,5}{26} = 74 \text{ ns.}$$

Din fig. 22.8, timpul de întârziere de stocare corespunzător soluției pe calculator este 76 ns, ceea ce concordă perfect cu soluția noastră aproximativă.

Trebuie să fie clar din calculul precedent și în particular din fig. 22.14, că reducerea lui $q_s(t)$ va reduce timpul de întârziere de stocare. Putem reduce $q_s(t_s)$, reducând amplitudinea impulsului de intrare, astfel încît tranzistorul nu este comandat prea adînc în saturație, dar atunci va crește timpul de comutare directă. De asemenea, reamintim din paragraful 22.2.3 că supracomanda este necesară pentru a asigura saturația în orice condiții de curent și de mediu.

Timpul de întârziere de stocare poate fi de asemenea redus prin creșterea supracomenzii la comutarea inversă. Totuși, cînd această supracomandă este produsă printr-un impuls de intrare cu palier negativ de cîtiva volți, așa cum este în cazul de față (vezi fig. 22.7), timpul de întârziere t_s inițial crește, pentru că trebuie furnizată o sarcină mai mare q_{rE} și q_{rC} regiunilor de sarcină spațială, înainte ca tranzistorul să intre în regiunea activă. (O metodă mai bună de furnizare a supracomenzii este discutată în paragraful 22.4). Aceste metode de reducere a timpului de întârziere la stocare și interacțiunile care rezultă cu alți timpi de comutație, pot fi arătate în modul cel mai direct prin demonstrația experimentală discutată în paragraful 22.7.

22.3.5. Timpul de cădere

Evaluarea timpului de cădere este în întregime analogă cu analiza timpului de creștere din paragraful 22.3.2. Dacă există supracomandă suficientă la comutarea inversă, noi putem neglija frecvent componenta de recombinare a curentului de bază. Pe această bază se poate găsi timpul de cădere t_f din expresia :

$$\int_{t_1}^{t_2} i_B(t) dt \approx [q_F(t_2) - q_F(t_1)] + [q_{rE}(t_2) - q_{rE}(t_1)] + [q_{rC}(t_2) - q_{rC}(t_1)]$$

unde t_1 este momentul intrării în regiunea activă și t_2 este timpul cînd q_F cade la zero. Se poate arăta că Δq_F pe durata timpului de cădere va avea

aceeași mărime cu Δq_F pe durata timpului de creștere. Astfel, ecuația integrală se reduce la :

$$\int_{t_1}^{t_2} (-0,26) dt = -25,9$$

și timpul de cădere t_f este :

$$t_f = t_s - t_1 = \frac{25,9}{0,26} = 99 \text{ ns.}$$

Soluția pe calculator indică că timpul de cădere este :

$$t_f = 154 - 76 = 78 \text{ ns.}$$

Neglijarea recombinării produce o eroare semnificativă (20 %) aici, pentru că regiunea activă nu este traversată suficient de rapid (vezi problema P.22.6). Trebuie să observăm că recombinarea face ca tranzistorul să comute invers mai rapid decît au indicat calculele noastre aproximative.

Dacă tranziția inversă este inițiată simplu prin reducerea la zero curentului de bază, așa cum se întîmplă în unele circuite de comutație, sarcina de exces din bază scade lent prin recombinare. Timpul de cădere este atunci mult mai lung decît valoarea calculată mai sus. (Vezi problema P. 22.7).

22.3.6. Revenirea în stare staționară

Deși curentul de colector și componentele sarcinii din bază q_F și q_R sînt substanțial nule în t_2 , sfîrșitul timpului de cădere, circuitul nu este încă în stare staționară. În plus, este necesar ca sarcinile regiunilor de sarcină spațială să revină la valorile lor inițiale. Timpul necesar ca tensiunile inverse ale joncțiunilor să atingă valorile lor statice din starea de blocare poate fi determinat prin calcularea variației necesare a sarcinilor regiunilor de sarcină spațială, așa cum am făcut la evaluarea timpului de întârziere din paragraful 22.3.1. Astfel :

$$\int_{t_1}^{t_2} i_E dt = \Delta q_V = -10,2 \text{ pC.} \quad (22.28)$$

În timpul acestui interval, i_B nu va fi constant, dar va scădea lent de la $-0,26$ mA la zero. Dacă presupunem arbitrar o scădere liniară, ecuația (22.28) devine:

$$\frac{-0,26}{2} (t_a - t_b) = -10,2 \text{ pC}$$

$$t_a - t_b = 78,5 \text{ ns.}$$

Intervalul de timp corespunzător în soluțiile pe calculator este aproximativ 100 ns.

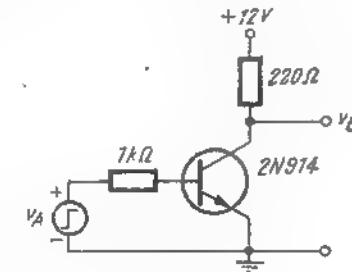
22.4. CONDENSATORUL DE ACCELERARE

Acum, cînd avem o vedere de ansamblu asupra cauzelor întîrzierilor la comutarea directă și inversă, să încercăm să modificăm circuitul inversor pentru a reduce aceste întîrzieri.

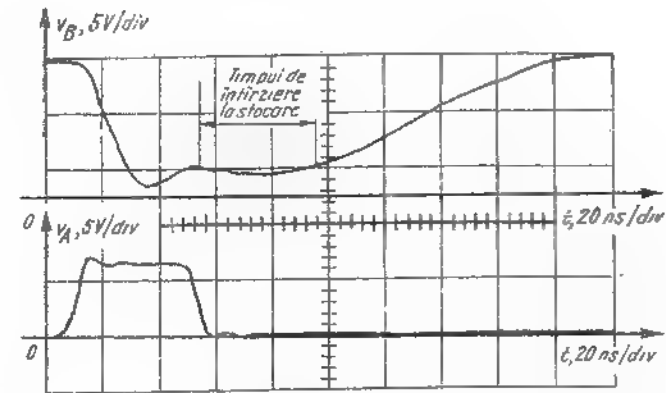
Așa cum am văzut în paragraful precedent, o cauză principală de distorsiune a formei impulsului și a reducerii vitezei de comutare este sarcina suplimentară q_s stocată în regiunea bazei în starea de conducție. Această sarcină trebuie să fie evacuată sau prin recombinare, sau printr-o comandă inversă în bază, înainte ca tranzistorul să poată ieși din saturație. Oscilograma din fig. 22.15 a unui răspuns tranzitoriu tipic al unui circuit inversor ilustrează acest fenomen. În acest caz, pentru care curentul de bază static în starea de conducție este considerabil mai mare decît valoarea minimă necesară pentru saturație, timpul de întîrziere de stocare este de aproximativ 40 ns. Timpul de cădere este de aproximativ 80 ns. Aceste efecte produc o distorsiune mare față de impulsul de intrare de 40 ns.

Din paragraful 22.3.4 vedem că timpul de întîrziere de stocare poate fi redus prin furnizarea unui curent invers de bază (supracomandă inversă) care evacuează purtătorii în exces din bază, crescînd astfel viteza de scădere a lui q_p (sau q_s). În acest exemplu, supracomanda de comutare directă a fost furnizată prin polarizarea impulsului de intrare ca în fig. 22.7. O metodă mai bună de a furniza supracomanda la comutarea inversă este de a conecta în paralel pe rezistența din bază un condensator de accelerare, așa cum am discutat în paragraful 8.22 și cum s-a arătat în fig. 22.16. În starea de conducție, tensiunea pe condensator este $I_B R$, astfel încît capacitatea acumulează o sarcină $I_B RC$. Dacă C este ajustat astfel încît sarcina din condensator să fie egală sau mai mare decît sarcina în exces totală prin bază în starea de conducție, impulsul de curent care rezultă din descărcarea lui C cînd impulsul de tensiune de intrare cade, evacuează foarte rapid sarcina în exces din bază, reducînd astfel și întîrzierea de

stocare și timpul de cădere. Pentru experimentul ilustrat în fig. 22.16, timpul de întîrziere la stocare se reduce la cîteva nanosecunde, iar timpul de cădere la circa 20 ns.



a



b

Fig. 22.15. Timpul de întîrziere de stocare într-un circuit de comutație cu tranzistorul saturat:

a - circuitul; b - formele de undă de intrare și ieșire.

Condensatorul de accelerare furnizează de asemenea un impuls de curent de comandă în conducție cînd tranzistorul este comutat direct, reducînd astfel timpul de întîrziere și timpul de creștere. Acest ultim efect a fost de asemenea discutat în paragraful 8.2.2.

Formele de undă din fig. 22.16 și discuția referitoare la ele se bazează pe ipotezele că impulsul de intrare are timpi de creștere și de cădere care sînt neglijabili de mici comparativ cu timpii de răspuns ai tranzistorului și că generatorul de impuls poate furniza un impuls de curent asociat

cu componentele în impuls ale comenzii pe bază. Nici una din aceste condiții nu este satisfăcută de multe circuite de comutare practice, în particular când tranzistorul studiat este comandat de alt tranzistor. În asemenea cazuri, impulsurile de comandă au timpi de creștere și de cădere

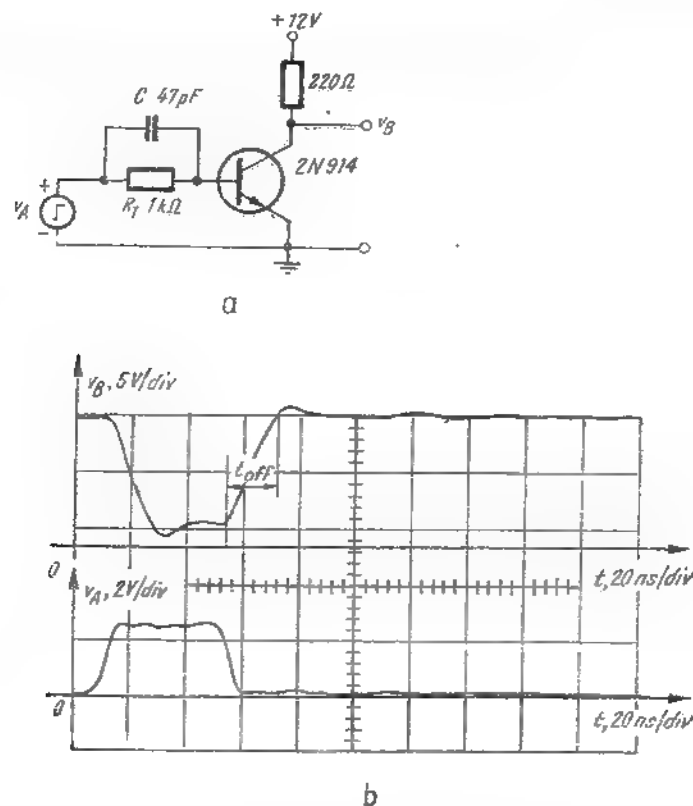


Fig. 22.16. Reducerea timpului de întârziere de stocare cu ajutorul unui condensator de accelerare. Se observă că timpul total de comutare inversă t_{off} este mult mai mic cu condensator de accelerare:

a - circuitul; b - formele de undă de intrare și ieșire.

care sînt comparabili cu timpul de răspuns al tranzistorului comandat și impulsurile de curent de comandă sînt limitate de circuit. Aceste subiecte vor fi discutate în capitolul 23.

22.5. DETERMINAREA PARAMETRILOR MODELULUI CU CONTROL PRIN SARCINĂ

Sintem acum în situația de a discuta metodele de determinare a opt parametri de control prin sarcină τ_F , τ_R , τ_{BF} , τ_{BR} , Q_{FO} , Q_{RO} , K_E și K_C și prin măsurări directe, și prin calcule pe baza informațiilor furnizate de foile de catalog ale fabricanților. Pentru că modelul comenzii prin sarcină este prin definiție un model de semnal mare aplicabil din blocare în saturatie, parametrii modelului se presupun constanți în tot domeniul de funcționare și independenți de tensiune și curent.

22.5.1. Determinarea parametrilor prin măsurare directă

Așa cum s-a subliniat în capitolul 12, există multe metode de măsură a unui parametru oarecare al unui tranzistor dat, dar pentru simplitate și precizie, măsurarea trebuie făcută astfel încît să includă un număr minim absolut de parametri, alții decît cel dorit. Acest principiu este urmat cît mai mult posibil în procedeele de măsură descrise mai jos.

Măsurarea lui τ_{BF} și τ_F . Evident parametrii sînt asociați cu injecția directă de sarcină în bază, astfel încît este rezonabil să determinăm acești parametri prin funcționarea tranzistorului în regiunea activă directă. Ideea de bază pentru măsurarea lui τ_{BF} este conținută în paragraful 8.2.2. și fig. 8.9. Acolo s-a arătat că dacă a fost inclus un condensator de accelerare C în circuitul de comandă a bazei, așa cum s-a indicat în fig. 22.17, se poate obține o formă de undă dreptunghiulară pentru curentul de colector de răspuns prin ajustarea îngrijită a lui C și R . Pentru a micșora influența lui q_{FE} , comandăm tranzistorul în regiunea activă permanent ($|V_{BE}|$ mai mare decît circa 0,4 V). Mai mult, noi lucrăm cu rezistențe de colector R_C foarte mici (10 Ω sau mai mici) pentru a micșora variațiile lui v_{CE} , deci q_{VC} . Pe această bază, ecuațiile modelului cu control prin sarcină pentru un tranzistor npn se reduc la:

$$i_B \approx \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{dq_F}{dt} \quad (22.29)$$

$$i_C \approx \frac{q_F}{\tau_F} \quad (22.30)$$

Dacă variația în treaptă a lui v_B este de cîțiva volți, orice mică variație a lui v_{BE} poate fi neglijată. Variația în treaptă a curentului de bază este atunci:

$$\Delta i_B \approx \frac{v_B(\text{final}) - v_B(\text{initial})}{R_1} = \frac{\Delta V}{R_1} \quad (22.31)$$

și sarcina livrată de C în baza tranzistorului este :

$$Q = C \Delta V. \quad (22.32)$$

Se observă că simbolul Δ este folosit pentru a nota o schimbare a variabilei, adică valoarea finală minus valoarea inițială, dar în acest context *nu există nici o restricție asupra dimensiunii schimbării*. În majoritatea cazurilor schimbările vor fi mari. Dacă R_1 și C sînt ajustate corespunzător, i_C și v_{CE} urmăresc niște variații în treaptă; altfel, așa cum s-a indicat în figură, apar forme de undă de răspuns cu timpi de creștere și descreștere finiți. Din condiția de a avea un răspuns i_C în treaptă, știm din ecuația (22.30) că q_F trebuie de asemenea să urmărească o variație în treaptă. Așa cum s-a subliniat în paragraful 8.2.2, capacitatea C injectează suficientă sarcină în bază la $t = 0$ pentru a determina această treaptă a lui q_F , iar rezistența R_1 furnizează o cantitate suficientă de curent de bază pentru a menține această sarcină în regim staționar, în prezența recombinării. Astfel :

$$C \Delta V = \Delta q_F. \quad (22.33)$$

Din ecuația (22.29), variația în treaptă a curentului de bază este legată de Δq_F prin :

$$\Delta i_B = \frac{\Delta q_F}{\tau_{BF}}. \quad (2.34)$$

Astfel din ecuațiile (22.31), (22.33) și (2.34) avem :

$$\tau_{BF} = R_1 C. \quad (22.35)$$

Concludem că τ_{BF} poate fi găsit prin ajustarea lui R_1 și v_s din fig. 22.17, astfel încît tranzistorul stă în regiunea activă în timpul tranziției, și prin ajustarea lui C pentru a obține o tensiune de ieșire în treaptă. În aceste condiții τ_{BF} este egal cu produsul $R_1 C$.

Așa cum s-a notat mai sus, pentru ajustarea corectă a lui R_1 și C , și tensiunea și curentul de colector trebuie să urmărească o schimbare în treaptă la $t = 0$. Variația treaptă a tensiunii de colector va fi :

$$\Delta v_{CE} = \Delta i_C R_2. \quad (22.36)$$

Astfel din ecuațiile (22.30), (22.36) și (22.33) obținem o relație simplă, pentru determinarea lui τ_F :

$$\tau_F = -R_2 C \frac{\Delta V}{\Delta v_{CE}} \quad (22.37)$$

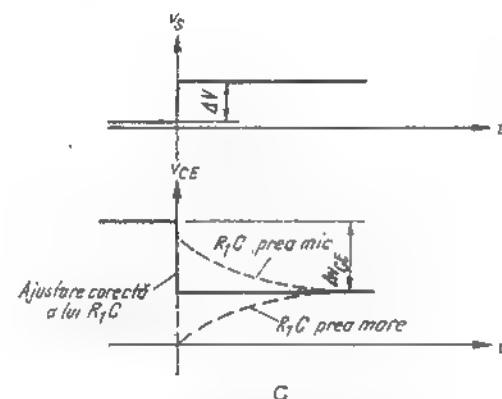
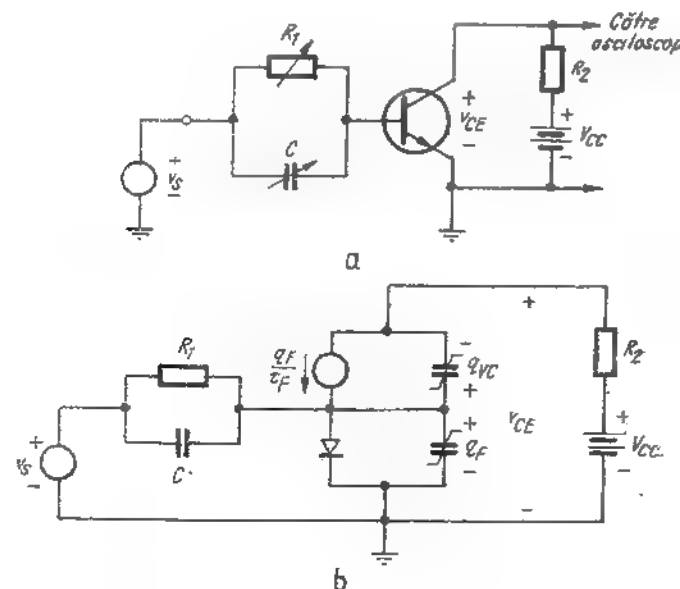


Fig. 22.17. Măsurarea lui τ_{BF} și τ_F :
a - circuitul ; b - circuitul echivalent ; c - forme de undă.

Se observă că dacă avem un osciloscop cu un cap de probă de curent de sensibilitate și bandă suficiente, atunci R_2 din fig. 22.17 poate fi adus la zero și curentul de colector măsurat direct. În acest caz, expresia pentru determinarea lui τ_F devine

$$\tau_F = \frac{C \Delta V}{\Delta i_C} \quad (22.38)$$

Aceste metode de măsură necesită ajustarea rezistenței R_1 sau a capacității C . Pentru a obține valoarea necesară a parametrului sarcinii, trebuie măsurate valorile rezistenței și capacității fără ca elementele să fi fost calibrate în prealabil. Adeseori este mai convenabil să modificăm tehnica de măsură așa cum se arată în fig. 22.18. Acum pot fi folosite valorile fixate pentru R_1 și C , dar sînt necesare două generatoare de impulsuri sincronizate. Determinările parametrilor se reduc atunci la măsurarea lui v_1 și v_2 cu osciloscopul. Cînd s-a făcut ajustarea pentru condiții corecte de comandă în bază, avem, presupunînd $R \gg R_1$:

$$\tau_{BF} = R_2 C \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \quad (22.39)$$

$$\tau_F = R_2 C \frac{\Delta v_2}{\Delta v_{CE}} \quad (22.40)$$

$$\beta_F = \frac{\tau_{BF}}{\tau_F} = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{\Delta v_{CE}}{\Delta v_1} \quad (22.41)$$

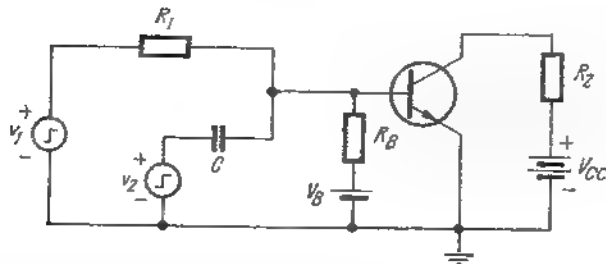


Fig. 22.18. Circuitul modificat pentru măsurarea lui τ_{BF} și τ_F .

În toată discuția noastră, s-a presupus că este disponibil un generator de impulsuri treaptă de tensiune, de impedanță internă nulă. Este important ca aceste caracteristici ale generatorului de comandă a bazei să fie

cît mai apropiate de cele cerute de tranzistorul testat. Cerințele sînt următoarele:

1. Timpul de creștere al generatorului de tensiune, trebuie să fie mic comparativ cu τ_{BF} ; preferabil, timpul de creștere nu trebuie să fie mai mult de o treime din acest parametru (reamintim că timpii de creștere ai circuitelor care nu interacționează se adună pătratic).

2. Rezistența internă a generatorului trebuie să fie astfel încît nivelele de tensiune ale generatorului să fie afectate neglijabil de curenții de comandă livrați. De asemenea, constanta de timp formată de rezistența internă a generatorului v_2 și C nu trebuie să fie mai mare decît timpul de creștere al tensiunilor generatoarelor, preferabil mai mic.

De asemenea, este necesar, așa cum s-a discutat deja, ca tensiunile generatoarelor să fie mari comparativ cu excursia de tensiune a lui V_{BE} .

Măsurarea lui τ_{BF} și τ_F . Parametrii modelului cu control prin sarcină τ_{BF} și τ_F , legați de funcționarea în regim inversat a tranzistorului, pot fi măsurați prin metodele descrise mai sus, numai prin interschimbarea terminalelor de colector și emitor ale tranzistorului. Pentru că β_F este de obicei cu unul sau două ordine de mărime mai mic decît β_R , va fi necesar un osciloscop mai sensibil pentru parametri inverși, decît pentru parametru direct.

Măsurarea lui Q_{FO} , Q_{RO} . Parametrii Q_{FO} , Q_{RO} , constantele din expresiile lui q_F și q_R [ecuațiile (22.13)] sînt legate direct de parametrii modelului Ebers-Moll prin ecuația (22.14):

$$Q_{FO} = \alpha_F I_{ES} \tau_F \quad (22.42 a)$$

$$Q_{RO} = \alpha_R I_{CS} \tau_R \quad (22.42 b)$$

Astfel, măsurarea parametrilor Ebers-Moll așa cum s-a discutat în paragraful 21.5, împreună cu măsurarea lui τ_F și τ_R , așa cum s-a discutat mai sus, vor permite determinarea valorilor dorite pentru Q_{FO} și Q_{RO} . Pentru că q_F și q_R interesează numai în regiunile activă și de saturație, parametrii I_{ES} și I_{CS} din ecuația (22.42) trebuie să fie măsurați cu joncțiunile polarizate direct.

Măsurarea lui K_E , K_C . Pentru că q_{FE} și q_{FC} interesează în principal în condiții de polarizare inversă, măsurarea constantelor asociate K_E și K_C trebuie să se facă cu dioda corespunzătoare polarizată invers. O metodă convenabilă în particular este de a măsura capacitatea la semnal mic a joncțiunii la o tensiune oarecare de polarizare inversă. Relațiile corespunzătoare vor fi dezvoltate acum.

Știm din ecuația (4.40 a) că pentru o joncțiune dopată neuniform (liniar):

$$q_F = K [\psi_0^{2/3} - (\psi_0 - v)^{2/3}] \quad (22.43)$$

unde $\psi_0 \approx 0,5$ V pentru germaniu și $\psi_0 \approx 0,9$ V pentru siliciu. Prin definiție, capacitatea la semnal mic a joncțiunii, la o anumită tensiune V este $C_j(V) = dp/di$; din ecuația (22.43) găsim că:

$$C_j(V) = \frac{2}{3} K [\psi_0 - V]^{1/3}. \quad (22.44)$$

Deci:

$$K = \frac{2}{3} C_j(V) [\psi_0 - V]^{1/3}. \quad (22.45)$$

Expresia corespunzătoare pentru o joncțiune dopată uniform (abruptă) este:

$$K = \frac{2}{3} C_j(V) (\psi_0 - V)^{1/3}. \quad (22.46)$$

(vezi problema P.22.8).

Concluzionăm că K_x și K_c pot fi determinate prin măsurarea capacităților la semnal mic ale joncțiunilor corespunzătoare (care sînt de fapt, capacitățile de intrare și ieșire cu baza comună C_{ibo} și C_{obo}), la o anumită tensiune continuă convenabilă V , și substituind aceste valori în ecuația (22.45). Datorită impreciziilor inerente în aproximarea folosită pentru regiunea de barieră, la obținerea ecuației (22.34) (și a expresiei corespunzătoare pentru o joncțiune dopată uniform — abruptă —), determinarea lui K va fi mult mai precisă dacă măsurătoarea se face la o tensiune inversă substanțial mai mare ca mărime decât ψ_0 .

Pentru a ilustra cele de mai sus, presupunem că joncțiunile tranzistorului difuzat cu siliciu, folosit în paragraful 22.3 au fost specificate în termeni de C_j , decît K , după cum urmează:

$C_{j0} = 1,7$ pF la o polarizare inversă de 6 V.

Atunci, din ecuația (22.46):

$$K_x = \frac{3}{2} \times 1,7 (0,9 + 6)^{1/3} = 5 \text{ pF (V)}^{1/3}.$$

22.5.2. Determinarea parametrilor modelului cu control prin sarcină din foile de catalog

Foile de catalog ale fabricanților specifică adesea performanța tranzistorului de comutație în termeni de timp de întârziere, timp de creștere,

timp de stocare și timp de cădere ca funcție de curentul de colector și curentul de bază de comutare directă și inversă. În fig. 22.19 se dă un set de asemenea date pentru un tranzistor pnp difuzat cu siliciu. Evident, măsurările s-au făcut în termeni de curenți constanți de bază de comutare directă și inversă. Dacă o problemă particulară de regim tranzitoriu se conformează acestor cerințe, pot fi folosite direct aceste caracteristici dinamice pentru a determina timpii de comutare fără vreun calcul al

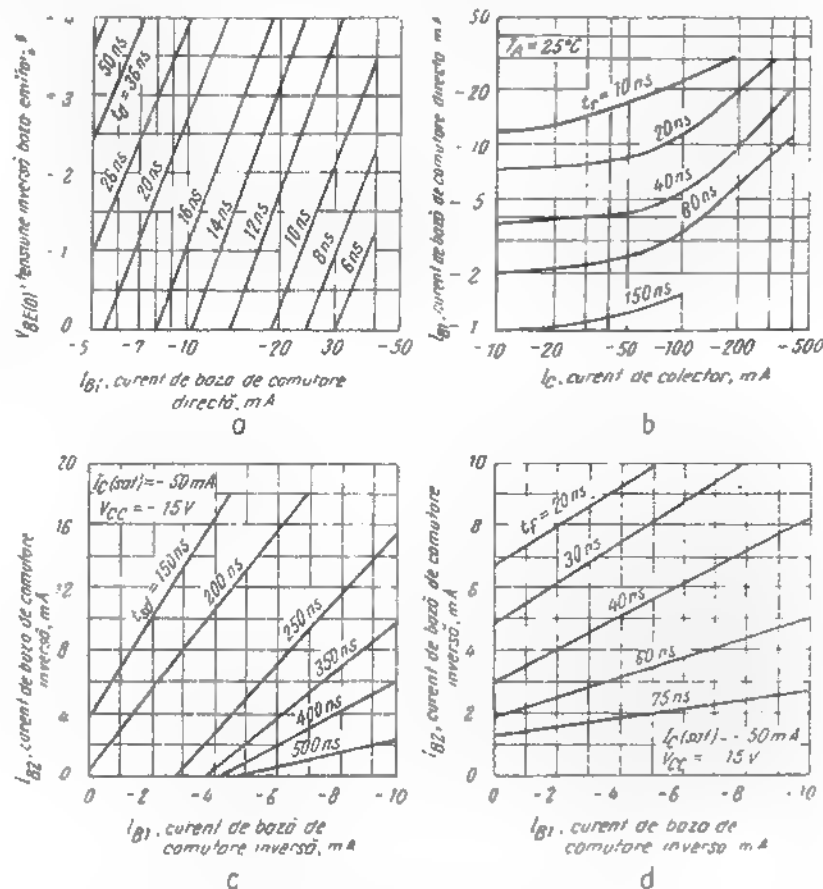


Fig. 22.19. Caracteristicile dinamice ale vitezei de comutație pentru un tranzistor pnp difuzat cu siliciu:

a — timpul de întărire, b — timpul de creștere; c — timpul de întârziere de stocare; d — timpul de cădere.

lui τ_F , τ_{BF} și al celorlalți parametri. Totuși, în multe circuite de comutație, curentul de bază nu este constant și în asemenea cazuri este necesar să calculăm parametrii modelului cu control prin sarcină din datele din fig. 22.19 și apoi să calculăm timpii de răspuns cu metodele discutate în paragraful 22.3.

Calculul lui τ_F . Este relativ ușor de calculat τ_F din caracteristicile timpului de creștere din fig. 22.19 b, pentru că expresia timpului de creștere [ecuația (22.22)] este foarte simplă dacă curentul de bază este constant. Specific, pentru $i_B(t)$ din ecuația (22.22) constant la o valoare I_{B1} , putem rezolva pentru $t_r = t_2 - t_1$ și substituim $q_F(t_2)$ din ecuația (22.24), ca să obținem:

$$t_r \approx \frac{\tau_F |I_C(sat)| + q_{VC}(t_2) - q_{VC}(t_1)}{|I_{B1}|}. \quad (22.47)$$

Pentru valori mici ale curentului de colector în saturatie, ecuația (22.47) indică că timpul de creștere va fi determinat în principal de q_{VC} , și nu de $\tau_F I_C(sat)$ (adică q_F). Pe de altă parte, pentru valori mari ale lui $I_C(sat)$, variațiile lui q_{VC} trebuie să devină neimportante comparativ cu q_F și timpul de creștere trebuie să devină liniar în $I_C(sat)$. Ambele aceste trăsături caracteristice se pot vedea în fig. 22.19 b. Evident, trebuie să facem determinarea lui τ_F în partea de curent mare a caracteristicilor, și pentru simplitate și pentru precizie. De exemplu, dacă alegem $I_{B1} = 20$ mA, $I_C(sat) = 200$ mA, obținem:

$$\tau_F \approx \frac{t_r |I_{B1}|}{|I_C(sat)|} = \frac{20 \times 20}{200} = 2 \text{ ns}.$$

În absența altei informații despre τ_F într-o foaie de catalog, reamintim din paragraful 21.3.4 că este posibil să se obțină o estimare aproximativă a lui τ_F din datele asupra lui ω_T , pentru că:

$$\tau_F \approx \frac{1}{\omega_T}.$$

Pentru acest tranzistor, în foile de catalog au fost incluse și caracteristicile de f_T constant, reprezentate în fig. 22.20. Evident, f_T este undeva între 100 și 200 MHz. Astfel, τ_F trebuie să fie undeva între 0,8 și 1,6 ns.

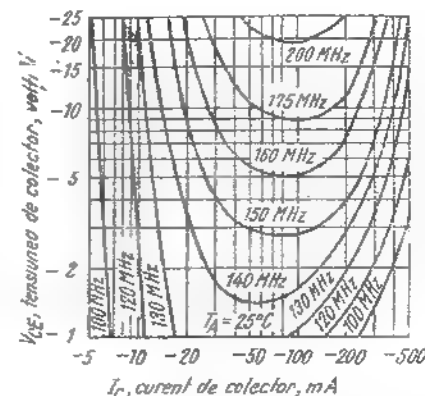
Calculul lui τ_{BF} . Cunoscând τ_F , putem obține o valoare pentru τ_{BF} folosind relația:

$$\frac{\tau_{BF}}{\tau_F} = \beta_F = h_{FE}.$$

Pentru acest tranzistor, h_{FE} este aproximativ 60 pentru curenți de colector între 1 și 100 mA, adică:

$$\tau_{BF} \approx 60 \times 2 = 120 \text{ ns}.$$

Fig. 22.20. Caracteristicile de $f_T = \text{const}$ pentru același tranzistor cu siliciu ca în fig. 22.19.



Calculul lui τ_S . Pentru că datele asupra parametrilor inverși τ_B , τ_{BR} și β_R nu sînt de obicei dați în foile de catalog, este probabil mai bine să se lucreze funcție de parametrul modelului cu control prin sarcină τ_S , decît să se încerce să se determine valorile lui τ_B și τ_{BR} . Determinarea lui τ_S din datele timpului de întîrziere de stocare este relativ simplă din cauza curentului constant de bază la comutarea inversă. Specific, ecuația (22.25) va da o scădere exponențială a lui q_S , care va ajunge la zero în timpul de întîrziere de stocare t_{sd} :

$$t_{sd} \approx \tau_S \ln \left[\frac{|I_{B2}| - |I_{B1}|}{|I_{B2}| - |I_C(sat)|/\beta_F} \right] \quad (22.48a)$$

(vezi problema P.22.9). Dacă curentul de bază de comutare inversă este suficient de mare, putem extrapola panta inițială a exponențialei în $q_S(t)$ (vezi fig. 22.14) și găsi pentru timpul de stocare:

$$t_{sd} \approx \tau_S \left[\frac{|I_{B1}| - |I_C(sat)|/\beta_F}{|I_{B1}| - |I_{B2}|} \right]. \quad (22.48b)$$

Astfel:

$$\tau_S \approx \frac{t_{sd} (|I_{B1}| - |I_{B2}|)}{|I_{B1}| - |I_C(sat)|/\beta_F} \quad (22.49)$$

Folosind această ecuație se vor obține din fig. 22.19 o valori ale lui τ_s în domeniul 650 pînă la 1 500 ns.

Calculul lui K_E și K_C . Parametrii K_E și K_C din expresiile regiunilor de sarcină spațială pot fi găsiți din valorile publicate pentru capacitățile la semnal mic ale joncțiunilor. Pentru tranzistorul particular *pnp* difuzat cu siliciu discutat mai sus, această informație despre capacitate este reprezentată grafic așa cum se arată în fig. 22.21. Ideal, valorile lui C_{∞} și ale tensiunii luate oriunde pe curba C_{∞} din fig. 22.21 trebuie să dea aceeași valoare pentru K_C . Totuși, așa cum s-a subliniat deja, rezultă o determinare mai precisă dacă alegem V cît mai mare posibil. Din fig. 22.21, $C_{\infty} = 12$ pF la $V = -10$ V, astfel din ecuația (22.45):

$$K_C = \frac{3}{2} (12) (0,9 + 10)^{1/3} = 40 \text{ pF (V)}^{1/3}$$

(vezi problema P 22.10)

Calculul lui Q_{FO} și Q_{RO} . Pentru calculul timpilor de comutare aproximativi discutați în paragraful 22.3, trebuie să determinăm numai

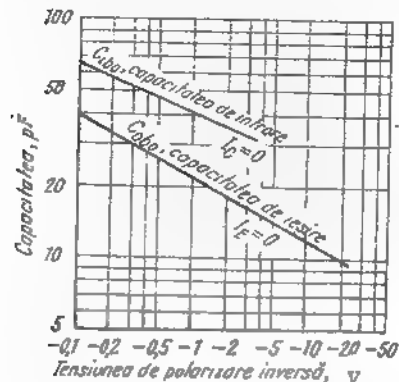


Fig. 22.21. Capacitățile de semnal mic ale joncțiunilor pentru un tranzistor *pnp* difuzat cu siliciu.

τ_F , τ_{BF} , τ_S , K_E și K_C . Totuși, pentru calcule mai exacte, trebuie de asemenea să cunoaștem constantele Q_{FO} și Q_{RO} în expresiile pentru q_F și q_R funcție de tensiune. Așa cum s-a discutat în paragraful 22.5.1, aceste constante pot fi obținute din parametri Ebers-Moll I_{ES} , I_{CS} și α_F , folosind ecuațiile (22.42). Din păcate, acești parametri nu se dau întotdeauna în datele de catalog, dar se poate face o estimare oarecum judicioasă a lor. Detaliile determinării parametrilor Ebers-Moll din foile de catalog se dau în paragraful 21.5.1.

22.6. SOLUȚIA PE CALCULATOR A ECUAȚILOR MODELULUI CU CONTROL PRIN SARCINĂ

Este deja clar din exemplele din paragrafele 8.2 și 22.3 că natura profund neliniară a problemei de comutare dinamică a tranzistorului ne obligă să rezolvăm problema cu ajutorul unui calculator numeric, dacă dorim rezultate mai precise decît calculele de primă aproximație. Ecuațiile modelului cu control prin sarcină [ecuațiile (21.20) sau (21.22)] sînt ecuații diferențiale neliniare de ordinul întâi, dacă le exprimăm în funcție de tensiune. Astfel, este necesară o anumită metodă de integrare numerică pentru a le rezolva pentru tensiuni, curenți și sarcini. Există multe asemenea metode. Meritele relative ale diferitelor metode de integrare și problemele de stabilitate și convergență a soluțiilor depășesc scopul acestei cărți¹. De aceea, noi descriem pe scurt o metodă care poate fi folosită pentru a rezolva problemele sarcinii, recunoscînd faptul că alte metode pot fi mai ușor de folosit sau mai rapide, funcție de facilitățile de calcul disponibile.

22.6.1. Metoda Runge-Kutta (de ordinul patru)

O ecuație diferențială simplă de ordinul întâi pentru un circuit poate fi scrisă sub forma:

$$\dot{v} = \frac{dv}{dt} = f[v] \quad (22.50)$$

unde $f[v]$ este o relație neliniară funcție de parametrii circuitului. Un exemplu de asemenea relație ar putea fi găsit prin rezolvarea ecuațiilor (22.12 b), (22.13 b) și (22.15 b) pentru dv_{CE}/dt . Ideia de bază a tuturor metodelor de integrare numerică este de a calcula valoarea lui v la momentul t_1 pe baza valorii cunoscute a lui v la momentul t_0 . O primă aproximație (metoda lui Euler) poate fi obținută printr-o extrapolare liniară simplă a pantei la t_0 , așa cum s-a arătat în fig. 22.22. Ecuația de bază este:

$$v(t_1) = v(t_0) + h \dot{v}(t_0) \quad (22.51)$$

unde h este intervalul de timp între t_0 și t_1 . Această expresie nu este nimic mai mult decît priinii doi termeni ai dezvoltării lui $v(t)$ în serie Taylor. Metoda Runge-Kutta este o extindere a acestei metode, caracterizată pînă

¹Vezi referința bibliografică 22.1 pentru discutarea acestor probleme, plus o bibliografie extensivă asupra subiectului.

faptul că sînt calculate patru valori ale derivatei (fig. 22.23) și sînt folosite *mediile ponderate* ale acestor pante în ecuația (22.51), pentru a găsi $v(t_1)$ din $v(t_0)$. Întîi, calculăm panta la momentul t_0 din tensiunea inițială cunoscută $v(t_0) = v_0$, folosind ecuația circuitului [ecuația (22.50)]:

$$\dot{v}(t_0) = f[v(t_0)]. \quad (22.52)$$

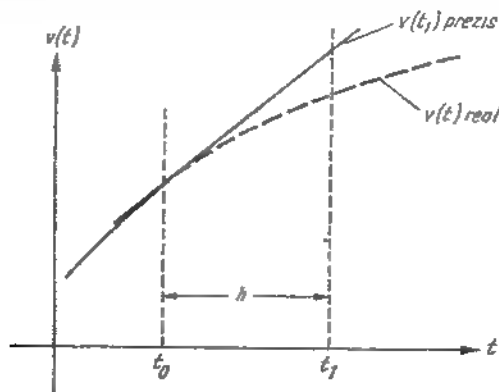


Fig. 22.22. Metoda lui Euler de integrare numerică.

Această pantă este folosită pentru a obține o primă estimare a lui v la momentul t_m , de la jumătatea drumului între t_0 și t_1 (fig. 22.23), folosind metoda lui Euler:

$$v_a(t_m) = v_0 + h\dot{v}(t_0). \quad (22.53)$$

Din această valoare estimare panta la momentul t_m , folosind din nou ecuația circuitului:

$$\dot{v}_a(t_m) = f[v_a(t_m)] = f\left[v_0 + \frac{h}{2}\dot{v}(t_0)\right]. \quad (22.54)$$

Se face apoi a doua estimare a tensiunii și a pantei în $t = t_m$ printr-o aproximare a lui Euler modificată:

$$v_b(t_m) = v_0 + \frac{h}{2}\dot{v}_a(t_m) \quad (22.56)$$

$$\dot{v}_b(t_m) = f\left[v_0 + \frac{h}{2}\dot{v}_a(t_m)\right].$$

Această pantă este folosită pentru a găsi o primă estimare a tensiunii și pantei la $t = t_1$:

$$v_a(t_1) = v_0 + h\dot{v}_b(t_m) \quad (22.57)$$

$$\dot{v}_a(t_1) = f[v_0 + h\dot{v}_b(t_m)]. \quad (22.58)$$

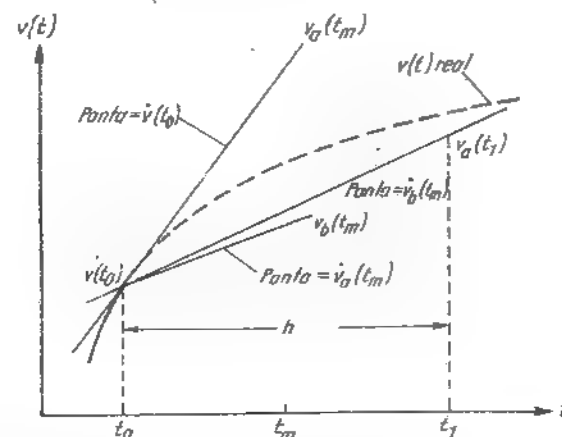


Fig. 22.23. Metoda Runge-Kutta.

În final, valoarea lui v la t_1 este recalculează pe baza mediilor ponderate ale celor patru valori ale derivatei:

$$v(t_1) = v(t_0) + \frac{h}{6} [\dot{v}(t_0) + 2\dot{v}_a(t_m) + 2\dot{v}_b(t_m) + \dot{v}_a(t_1)]. \quad (22.59)$$

Metoda Runge-Kutta este mult mai precisă decît metoda lui Euler, dar, cere mult mai mult timp de calcul pentru că ecuația rețelei [ecuația (22.50)] trebuie rezolvată de patru ori pentru fiecare punct al soluției.

Pentru a ilustra aceste calcule, să calculăm tensiunea de ieșire a unui circuit liniar RC simplu reprezentat în fig. 22.24, ca răspuns la o treaptă de intrare de 1 V. Ecuația diferențială de bază de ordinul întâi a circuitului, corespunzătoare ecuației (22.50), este:

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{CR} (1 - v_0). \quad (22.60)$$

Etapăle succesive ale unui calcul numeric a lui $v_a(t)$, folosind metoda lui Euler, ecuația (22.51), sînt reprezentate în Tabelul 22.6. Este de asemenea tabelată soluția exactă (ușor de obținut în acest exemplu liniar simplu).

Este interesant de notat că dimensiunile de pas de integrare de ordinul unei constante de timp a circuitului produce erori de 30% în soluție, iar o dimensiune a pasului mai mare de două constante de timp produce o soluție instabilă.

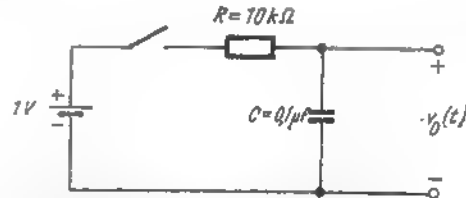


Fig. 22.24. Circuit RC cu $\tau = 1$ ns. Comutatorul se închide la $t = 0$.

În tabelul 22.7 sînt prezentate rezultatele unei soluții bazate pe metoda Runge-Kutta. De notat că în acest caz integrarea numerică dă erori de 1% pentru un pas de integrare de ordinul unei constante de timp. Pentru pasul de integrare egal cu trei constante de timp, soluția diverge monoton. În concluzie, pentru a obține o soluție stabilă trebuie să luăm pași de integrare mai mici decît cea mai mică constantă de timp a circuitului echivalent, adică mai mică decît τ_F .

22.6.2 Exemplu : Inversorul simplu

Pentru majoritatea metodelor de integrare numerică, inclusiv metoda Runge-Kutta, trebuie să avem ecuații de forma :

$$\frac{dv_n}{dt} = f(v_1, v_2, \dots, v_n). \quad (22.61)$$

Este desigur posibil să rearanjăm ecuațiile rețelei pentru un inversor simplu, [ecuațiile (22.9) pînă la (22.12)] în această formă. Totuși, este de dorit să scriem ecuațiile sub forma ecuației (22.61), denumită *forma variabilei de stare*, de la început. Formularea variabilei de stare poate fi obținută printr-o extindere simplă a metodei nodului variabil de scriere a ecuațiilor rețelei.

În fig. 22.25 a și b se reprezintă circuitul pentru inversorul simplu și circuitul echivalent corespunzător, folosind modelul complet cu control prin sarcină pentru a reprezenta tranzistorul. Alegem ca variabile independente în analiză, variabilele asociate cu elementele care stochează energie,

Tabelul 22.6
Calculul lui $v_o(t)$ din fig. 22.4 prin metoda lui Euler (unitățile de măsură sînt V)

Timpoi	$v(t_0)$	$v'(t_0)$	$v_o(t_1)$ (ecuația (22.61))	$v_o(t_1)$ (exact)
1	2	3	4	5
Pasul de integrare $h = 0,5$ ms				
0,5	0,000000	1,000000	0,500000	0,393469
1,0	0,500000	0,500000	0,750000	0,632121
1,5	0,750000	0,250000	0,875000	0,776870
2,0	0,875000	0,125000	0,937500	0,864665
2,5	0,937500	0,062500	0,968750	0,917913
3,0	0,968750	0,031250	0,984375	0,950213
3,5	0,984375	0,015625	0,992188	0,969803
4,0	0,992188	0,007813	0,996094	0,981684
4,5	0,996094	0,003906	0,998047	0,988891
5,0	0,998047	0,001953	0,999023	0,993262

Pasul de integrare $h = 1$ ms

1,0	0,000000	1,000000	1,000000	0,632121
2,0	1,000000	0,000000	1,000000	0,864665

Pasul de integrare $h = 1,5$ ms

1,5	0,000000	1,000000	1,500000	0,776870
3,0	1,500000	-0,500000	0,750000	0,950213
4,5	0,750000	0,250000	1,125000	0,988891
6,0	1,125000	-0,025000	0,937500	0,997521
7,5	0,937500	0,062500	1,031250	0,999447
9,0	1,031250	-0,031250	0,984375	0,999877
10,5	0,984375	0,015625	1,007813	0,999972

Pasul de integrare $h = 2$ ms

2,0	0,000000	1,000000	2,000000	0,864665
4,0	2,000000	-1,000000	1,000000	0,981684
6,0	0,000000	1,000000	2,000000	0,997521
8,0	2,000000	-1,000000	1,000000	0,999665
10,0	0,000000	1,000000	2,000000	0,999955
12,0	2,000000	-1,000000	1,000000	0,999994

Pasul de integrare $h = 3$ ms

3,0	0,000000	1,000000	3,000000	0,950213
6,0	3,000000	-2,000000	-1,000000	0,997521
9,0	-3,000000	1,000000	9,000000	0,999877
12,0	9,000000	-8,000000	-15,000000	0,999994
15,0	-15,000000	16,000000	23,000000	1,000000
18,0	33,000000	-32,000000	-63,000000	1,000000

adică tensiunile condensatoarelor (și curenții inductanțelor, dacă este vreuna). Acestea sînt denumite *variabile de stare*. Scriem apoi o ecuație diferențială de ordinul întâi pentru fiecare din aceste variabile.

Tabelul 22.7

Calcularea lui $v_o(t)$ din fig. 22.24 folosind metoda Runge-Kutta (vezi textul pentru definirea notațiilor; unitățile sînt ms, V)

Timpu	$v(t_0)$	$v_o(t_1)$ [ecuația 22.59]	$v_o(t_0)$ (exact)
1	2	3	4
Pasul de integrare $h = 1$ ms			
1,0	0,000000	0,625000	0,632121
2,0	0,625000	0,859375	0,864665
3,0	0,859375	0,947266	0,950213
4,0	0,947266	0,980225	0,981684
5,0	0,980225	0,992584	0,993262
6,0	0,992584	0,997219	0,997521
7,0	0,997219	0,998957	0,999088
8,0	0,998957	0,999609	0,999665
Pasul de integrare $h = 2$ ms			
2,0	0,000000	0,666667	0,664665
4,0	0,666667	0,888889	0,981684
6,0	0,888889	0,962963	0,997521
8,0	0,962963	0,987654	0,999665
10,0	0,987654	0,995885	0,999955
12,0	0,995885	0,998628	0,999994
14,0	0,998628	0,999543	0,999999
Pasul de integrare $h = 3$ ms			
3,0	0,000000	-0,375000	0,950213
6,0	-0,375000	-0,890625	0,997521
9,0	-0,890625	-1,599609	0,999877
12,0	-1,599609	-2,574463	0,999994
15,0	-2,574463	-3,914886	1,000000
18,0	-3,914886	-5,757969	1,000000

O metodă simplă de verificare că am definit un set corespunzător de variabile este de a desena circuitul în forma schițată din fig. 22.25 a, pentru a reprezenta *topologia rețelei de bază*. Sursele de tensiune și condensatoarele sînt indicate prin linii groase, iar sursele de curent, rezistențele și inductanțele prin linii întrerupte. Dacă arborele format de liniile groase trece prin toate nodurile, el este un așa numit *arbore propriu* și avem un set complet de variabile independente de tensiune. Dacă nodul nu este atins de arbore, trebuie inclusă o tensiune pe o rezistență corespunzătoare ca o variabilă independentă pentru a lega acest nod la arbore. Dacă în arbore apare o buclă formată din trei sau mai multe ramuri de capacități, această buclă trebuie întreruptă printr-o rezistență mică în

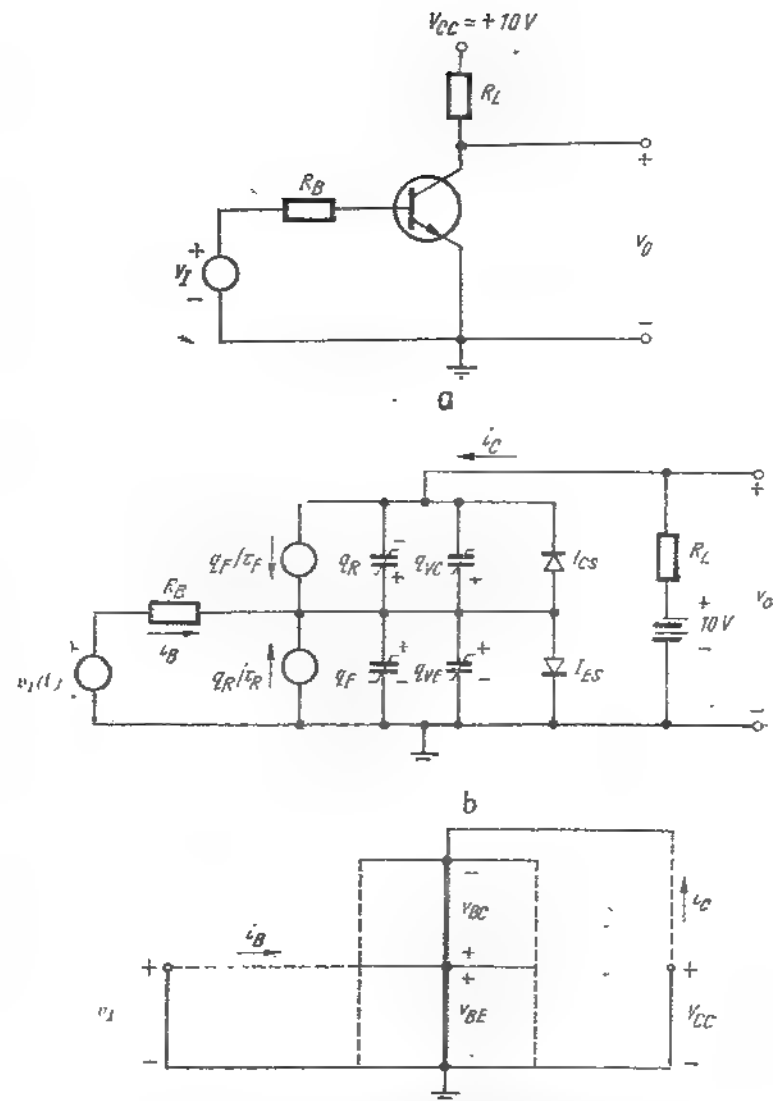


Fig. 22.25. Tranzistor Inversor.

a - schema, b - schema echivalentă folosind modelul cu control prin sarcină pentru tranzistor. c - topologia circuitului care arată un arbore „propriu” de surse de tensiune și condensatoare.

serie cu unul din elemente. Pentru circuitul nostru, două tensiuni pe capacități v_{BC} și v_{BE} , împreună cu două surse de tensiune v_I și V_{CC} formează un arbore propriu, fără nici o modificare, așa cum se poate vedea în fig. 22.25 c.

Faza următoare constă în scrierea unui set complet de ecuații ale rețelei în termeni de tensiuni pe ramurile arborelui pe care l-am definit deja. Acestea sînt, în general, ecuațiile obținute din aplicarea legii lui Kirchhoff pentru curenți, dar ele trebuie să aibă forma specială a ecuației (21.61), adică un set de ecuații, din care fiecare conține o singură derivată. În acest punct metoda matematică implică scrierea ecuațiilor direct în termeni de variabile definite în fig. 22.25 c (vezi problema P.22.11). Totuși, există o metodă mai simplă care este adecvată cînd nu există inductanțe și este simplu de folosit pe calculator. Se observă că ecuațiile (21.20 a și b), ca efect al ecuațiilor lui Kirchhoff pentru curenți pentru nodurile de emitor și colector ale tranzistorului, sînt deja apropiate de forma dorită a variabilei de stare, ecuația (22.61), pentru că în fiecare caz termenii sub formă de derivată pot fi scriși funcție de o singură tensiune. Rescriind aceste ecuații cu derivatele în membrul stîng obținem

$$\frac{d(q_F + q_E)}{dt} = \frac{q_E}{\tau_E} - q_E \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BE}} \right) - i_E \quad (22.62)$$

$$\frac{d(q_E + q_{FC})}{dt} = \frac{q_F}{\tau_F} - q_E \left(\frac{1}{\tau_E} + \frac{1}{\tau_{BE}} \right) - i_C \quad (22.63)$$

[Dacă există condensatoare în circuit, scriem și ecuațiile pentru ele, urmărind forma ecuațiilor (22.62) și (22.63)].

Pentru a completa formularea, trebuie să scriem fiecare din ecuațiile variabilelor de stare funcție de o singură derivată, decît funcție de suma a două derivate, ca în ecuațiile (22.62) și (22.63). Pentru a face aceasta, exprimăm $q_F + q_{FE}$ în termeni de tensiunea joncțiunii v_{BE} . Din ecuațiile (22.13 a) și (22.15 a) această expresie este:

$$q_F + q_{FE} = Q_{FO}(e^{q_{BE}/kT} - 1) + K_E [\psi_0^{2/3} - (\psi_0 - v_{BE})^{2/3}]. \quad (22.64)$$

Deci, putem defini o capacitate neliniară ca:

$$C(v_{BE}) = \frac{d(q_F + q_{FE})}{dv_{BE}} = \quad (22.65)$$

$$= Q_{FO} \left(\frac{q}{kT} \right) (e^{q_{BE}/kT}) + \frac{2}{3} K_E (\psi_0 - v_{BE})^{-1/3} \quad (22.66)$$

Ecuația (22.65) poate fi rescrisă ca:

$$\frac{dv_{BE}}{dt} = \frac{1}{C(v_{BE})} \cdot \frac{d(q_F + q_{FE})}{dt} \quad (22.67)$$

Substituind în ecuațiile (22.62), (22.66) și (22.13), obținem relația dorită funcție de o singură derivată de tensiune. O manipulare similară poate fi folosită pentru a transforma ecuația (22.63) în forma cerută (vezi problema P.22.12). De notat că ecuațiile (22.62) pînă la (22.67) sînt toate formulate în termeni de variabilă ale tranzistorului și sînt *complet independente de topologia rețelei*. Astfel, aceste relații pot fi folosite pentru orice circuit, indiferent de configurația specifică a circuitului. În final trebuie să legăm curenții folosiți în ecuațiile de mai sus de tensiunile ramurilor arborelui. Cel mai simplu este să facem acest lucru în două etape. Întîi definim curenții pentru interconexiunile care nu sînt chiar în paralel cu o ramură a arborelui, așa cum se reprezintă în fig. 22.25 și scriem ecuațiile care leagă acești curenți de tensiunile ramurilor arborelui. Inspectînd fig. 22.25 b și c, aceste relații sînt:

$$i_E = \frac{v_I - v_{BE}}{R_B} \quad (22.68)$$

$$i_C = \frac{10 - v_{BE} + v_{BC}}{R_L} \quad (22.69)$$

Acum trebuie să legăm unii curenți folosiți în ecuațiile diferențiale, în acest caz i_C și i_E din ecuațiile (22.62) și (22.63), de curenții injectați în noduri definiți de ecuațiile (22.68) și (22.69), sau direct de tensiuni. Pentru că i_C este deja un curenț injectat într-un nod, singura relație necesară este:

$$i_E = -i_B - i_C \quad (22.70)$$

Pentru a aplica metoda Runge-Kutta acestei probleme, în vederea unui calcul asistat de calculator, calculăm i_E , i_C , q_F , q_E și celelalte din valorile cunoscute ale lui v_{BE} și v_{BC} la începutul tranziției, $t = t_0$, și apoi să găsim v_{BE} din ecuațiile (22.66) și celelalte. Acest proces este repetat de patru ori, așa cum s-a subliniat în paragraful 22.6.1, pînă cînd în final ajungem la valorile lui v_{BE} (și v_{BC}) pentru $t = t_1$. Calculul este apoi repetat pentru fiecare pas succesiv de integrare. Pentru acest scop poate fi folosit de asemenea orice program de integrare numerică disponibil. Soluția pe calculator a acestei probleme particulare a fost deja prezentată în fig. 22.8.

22.7. DEMONSTRAȚII EXPERIMENTALE DE CURS

Demonstrațiile experimentale de curs descrise mai jos sînt foarte simple. Aparatura este cea minim necesară, astfel încît nu poate fi confuzie în legătură cu natura circuitului. Astfel, toate implicațiile circuitului sînt mai evidente.

Pentru a verifica concluziile din paragraful 21.3, comandăm un inversor simplu ca cel din fig. 22.7 cu un generator de impulsuri cu un control variat asupra formei de undă de ieșire. În particular, este de dorit să avem controlul direct asupra amplitudinii impulsului, duratei impulsului, axarea în c.c. a impulsului și să putem fixa fie linia de bază, fie nivelul impulsului.

22.7.1. Introducere

Se ajustează generatorul de impulsuri astfel încît amplificatorul să lucreze numai în regiunea activă. Se observă creșterea și căderea exponențială simetrică a formei de undă de ieșire. Se crește amplitudinea impulsului pentru a face amplificatorul să lucreze din tăiere în saturație. Se observă asimetrie în timpii de creștere și cădere, plus probleme noi de timp de întârziere la comutarea directă și întârziere de stocare la comutarea inversă, care provin din modul de lucru neliniar.

22.7.2. Comutarea directă

Se examinează în detaliu comutarea directă prin ajustarea duratei impulsului și a vitezei de baleiaj a sincrosopului, astfel încît să fie vizibilă numai comutarea directă și impulsul să apară ca o treaptă. Acum variem independent nivelele inițial și final ale „treptei”. Se observă că, în anumite limite, timpul de întârziere t_d este influențat și de valoarea inițială a treptei, și de înălțimea ei, așa cum s-a constatat prin calculele din paragraful 22.3.1. Pe de altă parte, timpul de creștere t_r depinde de amplitudinea finală a treptei și nu de valoarea liniei de bază, așa cum s-a constatat în paragraful 22.3.2.

22.7.3. Comutarea inversă

Pentru că tensiunile și curenții terminali sînt constanți, cînd tranzistorul este în saturație nu este posibil să se observe *direct* comportarea în această regiune. Totuși, este simplu să se facă observații indirecte. Se ajustează durata impulsului astfel încît comutarea directă, [practic, $q_s(t)$] să se poată termina înainte de a începe comutarea inversă și se ajustează viteza de baleiaj a osciloscopului pentru a arăta întreaga formă de undă. Acum

facem linia de bază a impulsului mai negativă, în timp ce menținem amplitudinea impulsului la un nivel pozitiv fixat de tensiune. Aceasta are ca efect creșterea supracomenzii la comutarea inversă și astfel, reducerea timpului de întârziere de stocare t_{sd} și a timpului de cădere t_f . Totuși, se observă că timpul de întârziere t_d asociat cu comutarea directă *crește* pentru că a face linia de bază din ce în ce mai negativă, înseamnă că trebuie să fie evacuată mai multă sarcină din capacitățile regiunilor de sarcină spațială, înainte ca tranzistorul să poată intra în regiunea activă.

Acum creștem amplitudinea impulsului, în timp ce ținem tensiunea liniei de bază fixată. Se observă că timpul de creștere scade și timpul de întârziere de stocare crește, în timp ce alți parametri ai impulsului vor rămîne neschimbați.

Experimentul cel mai convingător care arată indirect cum funcționează circuitul în saturație este de a varia numai *durata* impulsului de intrare. Se observă că în acest caz se schimbă numai timpul de întârziere de stocare. (Pentru a sublinia aceasta, sincronizăm osciloscopul pe frontul posterior al impulsului, cu suficientă întârziere în generatorul de impulsuri pentru a permite ca întreg impulsul de ieșire să fie afișat). Cînd impulsul de intrare este scurtat, tranziția lui q_s nu are timp să se termine, astfel încît sarcina din bază la începutul comutării inverse este mai mică. În concluzie, timpul de întârziere de stocare este redus.

22.7.4. Condensatorul de accelerare

Se adaugă un condensator variabil mic în paralel cu R_B în fig. 22.7. Se observă îmbunătățirea formei de undă la ieșire a impulsului, pe măsură ce condensatorul este ajustat la valoarea lui optimă.

BIBLIOGRAFIE

- [22.1] D.A. Calahan, „Computer-Aided Network Design”, (prelim. ed.), Mc Graw-Hill, New York, 1968.
- [22.2] J. Millman and H. Taub, „Pulse, Digital and Switching Wave forms”, Mc Graw-Hill, New-York, 1965.
- [22.3] J. F. Gibbons, „Semiconductor Electronics”, Mc Graw-Hill, New York, 1966.
- [22.4] A. Ralston, „A First Course in Numerical Analysis”, Mc Graw-Hill, New York, 1965.

PROBLEME

P.22.1. Ce funcție logică realizează circuitul din fig. 22.5 dacă folosim reprezentarea negativă (vezi pag. 310).

P.22.2. Să se calculeze cu precizie mai mare decât cea arătată în fig. 22.4 caracteristica de transfer a inversorului reprezentat în fig. 22.2 a. Se presupune că jonctiunea de emitor a tranzistorului are un prag de conducție de 0,4 V (vezi pag. 312).

P.22.3. Valorile parametrilor curentului inversor reprezentat în fig. 22.2 a sînt valori nominale. În realitate toate pot suferi o anumită variație. Se presupune că rezistențele pot avea valori cu o toleranță de $\pm 20\%$ față de valorile nominale, tensiunile de alimentare pot varia cu $\pm 10\%$ și β_F pot avea o dispersie de $\pm 20\%$ față de valoarea nominală.

(a) Să se determine valoarea minimă a lui v_T pentru care $v_o = 0$ pentru toate valorile reale posibile ale parametrilor. Bazați-vă analiza pe setul cel mai puțin favorabil de valori ale parametrilor, adică considerați cazul cel mai dezavantajos.

(b) Să se determine valoarea maximă a lui v_T pentru care v_o este aproximativ egal cu tensiunea pozitivă de alimentare pentru toate valorile posibile reale ale parametrilor. Se presupune că tranzistorul este la pragul de conducție directă cînd $V_{BE} = 0,4$ V (vezi pag. 312).

P.22.4. Să se repete problema P.22.2 pentru circuitul inversor din fig. 22.2 a, cu o rezistență de 90 k Ω adăugată în baza tranzistorului și conectată la o sursă de alimentare de -10 V (vezi pagina 312). Să se explice cum sînt îmbunătățite proprietățile logice ale circuitului prin această schimbare.

P.22.5. Pe durata comutării inverse discutate în paragraful 22.3.4 sarcina q_s este evacuată și prin recombinare, și prin curent negativ de bază. Să se identifice în ecuația (22.25) care termen reprezintă recombinarea și care termen reprezintă curentul de bază (vezi pag. 329).

P.22.6. În calculul timpului de cădere în paragraful 22.3.5, am neglijat recombinarea. Să se estimeze efectul recombinării, deci să se modifice corespunzător timpul de cădere calculat. Să se compare acest rezultat cu soluția pe calculator de $t_f = 78$ ns (vezi pag. 331).

P.22.7. Să se calculeze timpul de întârziere de stocare și timpul de cădere al inversorului discutat în paragraful 22.3, presupunînd că tensiunea de comandă v_T este pusă la zero la momentul t_s (vezi pag. 331).

P.22.8. Să se obțină ecuația (22.46) care exprimă constanta K în termeni de capacitate la semnal mic a jonctiunii pentru o diodă cu jonctiune abruptă (vezi pag. 340).

P.22.9. Să se obțină ecuația (22.48 a). fig. 22.14 poate fi utilă în acest sens.

P.22.10. Să se găsească K pentru tranzistorul ale cărui caracteristici pentru capacitatea jonctiunii se dau în fig. 22.21 (vezi pag. 343).

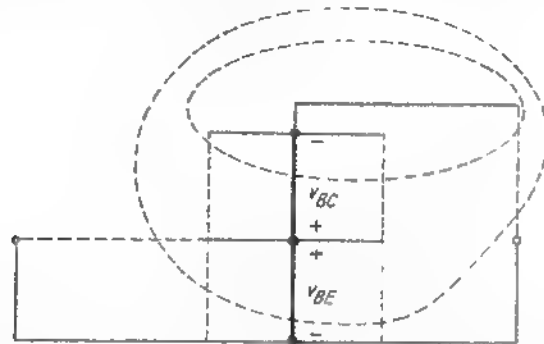


Fig. 22.26 Supernodurile pentru circuitul din fig. 22.25.

P.22.11. Topologia circuitului din fig. 22.25 c furnizează un șablon convenabil de scriere formală a setului de ecuații ale rețelei, care implică numai variabilele definite în acea figură. Pentru a face aceasta, desemnăm un contur închis prin flecare din ramurile arborelui definite de tensiunile capacităților. În fig. 22.26 se reprezintă contururile corespunzătoare. Acum tratăm fiecare din aceste contururi ca un „super-nod” și scriem legea lui Kirchhoff pentru curenții care intră în „nod”, adică trec prin contur.

Să se scrie aceste ecuații referitor la fig. 22.25 și 22.26. Se observă că aceste două ecuații împreună cu ecuațiile curenților injectați, ecuațiile (22.68) și (22.69), sînt echivalente cu cele cinci ecuații ale rețelei din paragraful 22.6.2.

P.22.12. Să se completeze formularea cu variabilele de stare din exemplul din paragraful 22.6.2 prin găsirea ecuației pentru dv_{CB}/dt (vezi pag. 353).

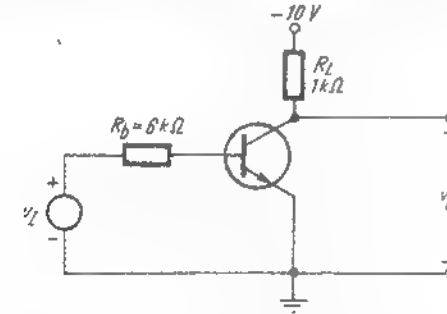


Fig. 22.27. Inversorul

P.22.13. Pentru circuitul inversor din fig. 22.27, se presupune că folosim un tranzistor pnp cu siliciu cu următorii parametri:

$\tau_F = 1$ ns, $\tau_B = 10$ ns, $\tau_{BF} = 100$ ns, $\tau_{BR} = 50$ ns, $K_B = 10$, $K_C = 15$ (vezi fig. 22.10).

(a) Pentru $v_T = -6,6$ V, să se găsească valoarea sarcinilor q_{VB} , q_{VC} , q_F și q_R (sau q_S și q_{BC}) în stare staționară.

(b) La $t = 0$, v_T sare brusc la $+2,4$ V. Să se estimeze durata timpului t_f pînă cînd v_o începe să se schimbe.

(c) Să se estimeze valoarea sarcinilor enumerate mai sus, la timpul t_f .

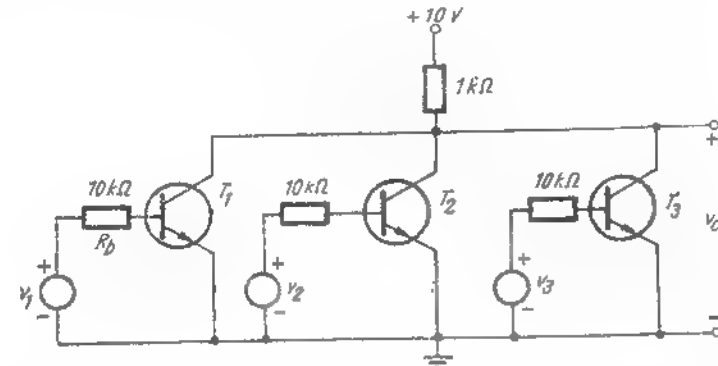


Fig. 22.28. Poarta SAU-NU.

P.22.14. (a) Pentru $v_1 = v_2 = 0$ volți în poarta RTL cu trei intrări din fig. 22.28, și v_3 o treaptă de tensiune de la 0,2 la 10,6 V să se găsească valorile inițiale și finale ale lui v_o . Să se folosească parametrii tranzistorului dați la pagina 317.

(b) Să se calculeze timpul de creștere a lui v_o . Să se facă aproximații rezonabile ale stărilor. Să se schițeze forma de undă aproximativă a lui v_o funcție de timp.

P.22.15. Să se scrie ecuațiile variabilelor de stare pentru circuitul din fig. 22.16. Se presupune că există o rezistență internă a sursei de 50 ohmi asociată cu sursa v_A . Să se aducă ecuațiile într-o formă similară cu ecuația (22.62). [De notat că ecuațiile pot fi scrise funcție de tensiune prin folosirea ecuației (22.66)].

P.22.16. Să se reproiecteze circuitul inversor discutat în paragraful 22.3 (fig. 22.7) pentru a micșora timpul de creștere și de cădere. Specific, să se adauge un condensator de accelerare dimensionat corespunzător în paralel pe R_D și să se reajusteze forma de undă de comandă.

P.22.17. Verificați circuitul pe care l-ați proiectat în problema P.22.16 folosind un calculator numeric și rezultatele problemei 22.15.

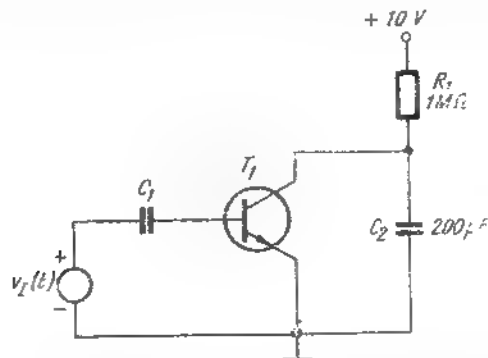


Fig. 22.29 Circuitul de descărcare a condensatorului.

P.22.18. Se presupune că tranzistorul cu siliciu T , cu joncțiune dopată neuniform din fig. 22.29 descarcă condensatorul C_2 când este aplicată în v_I o treaptă pozitivă de 10 V. Presupunind că $\tau_F = 1$ ns, $\tau_R = 10$ ns, $\beta_F = 50$, $\beta_R = 5$ și $K_E = K_C = 10$ (vezi fig. 22.10):

(a) Să se determine valoarea lui C_1 , astfel încât C_2 să fie aproape complet descărcat în 10 ns. Să se neglijeze recombinarea, curentul prin R_1 și efectele lui q_{FE} și q_{FC} .

(b) Refaceți soluția luând în considerare efectele recombinării și q_{FE} și q_{FC} .

P.22.19. (a) Să se repete problema 22.14 a pentru $v_1 = v_2 = 10,6$ V în fig. 22.28.

(b) Pentru aceleași condiții ca în (a), să se găsească (q_F, q_R) sau (q_{BO}, q_S) pentru tranzistorul T_1 la începutul și sfârșitul tranziției. Să se repete pentru tranzistorul T_2 . Să se estimeze timpul necesar să se termine variația tranzitorie a sarcinii.

CAPITOLUL 23

CIRCUITE DIGITALE NEREGENERATIVE CU MAI MULTE ETAJE

CAPITOLUL 23

- 23.1. Clasificarea circuitelor digitale
 - 23.2. Circuite logice cu rezistențe și tranzistoare cu cuplaj direct (DCTL, RT)
 - 23.2.1. Porți cu rezistențe și tranzistoare (RTL), NU—SAU
 - 23.2.2. Rezerva de tensiune
 - 23.2.3. Capacitatea de încărcare la ieșire
 - 23.2.4. Etaje tampon
 - 23.2.5. Viteza de comutație
 - 23.3. Alte exemple de circuite logice cu saturație
 - 23.3.1. Circuite logice cu diode și tranzistoare (DTL)
 - 23.3.2. Circuite logice tranzistor-tranzistor (TTL, T²L)
 - 23.4. Circuite logice fără saturație
 - 23.4.1. Folosirea diodilor de fixare pentru evitarea saturației
 - 23.4.2. Circuite cu cuplaj pe emitor (ECL)
 - 23.4.3. Poarta SAU — (NU—SAU) cu cuplaj pe emitor (ECL)
 - 23.4.4. Metode de cuplaj pentru circuitele cu cuplaj pe emitor (ECL)
 - 23.4.5. Comportarea în regim tranzistoriu a circuitelor cu cuplaj pe emitor (ECL)
 - 23.5. Tranzistoare cu efect de cimp (TEC) ca elemente de comutație
 - 23.5.1. Caracteristicile de comutație
 - 23.5.2. Porți logice cu tranzistoare MOS
 - 23.6. Demonstrație experimentală de curs
- Bibliografie
Probleme

23

Circuite digitale neregenerative cu mai multe etaje

23.1 CLASIFICAREA CIRCUITELOR DIGITALE

Tranzistoarele sînt folosite în sistemele digitale în numeroase moduri. În unele cazuri, tranzistorul este utilizat pentru a realiza o operație logică dorită. Foarte adesea tranzistoarele îndeplinesc o funcție de separație, asigură o amplificare de putere, restabilesc sau standardizează caracteristicile unui semnal. În asemenea circuite și în condiții ideale, valoarea variabilei de ieșire depinde, în orice moment, numai de valoarea variabilei (sau variabilelor) de intrare la acel moment. Orice întârzieri care apar se datoresc numai limitărilor dispozitivelor folosite. Circuitele de acest tip se numesc *circuite de comutație neregenerative*. Cea mai mare parte a caracteristicilor mai importante ale tipului de circuite definit mai sus, ca rezerva de tensiune, capacitatea de încărcare la ieșire, viteza de comutație, sînt examinate în contextul prezentării circuitelor logice cu rezistențe și tranzistoare în § 23.2. Alte exemple de circuite logice neregenerative sînt tratate în § 23.3 și 23.4.

O a doua clasă foarte importantă de circuite digitale, care poartă numele de circuite *regenerative* au capacitatea de a *memora* informația, în sensul că starea ieșirii circuitului depinde (în mod intenționat) de „istoria” variabilei de intrare. Asemenea circuite se folosesc pentru a genera impulsuri, fie în mod continuu, fie ca răspuns la aplicarea unei excitații.

Termenul de „regenerative” își are originea în posibilitatea de a descrie mecanismul de funcționare a acestor circuite folosind conceptul de reacție pozitivă. Circuitele digitale regenerative sînt tratate în cap. 24.

Circuitele digitale pot fi clasificate, de asemenea, plecând de la condițiile de funcționare a tranzistoarelor în cele două stări fundamentale ale circuitului. În practică se folosesc — potrivit acestei clasificări — trei clase de circuite :

1. În una dintre stările circuitului, tranzistorul se găsește în *regiunea de blocare*, cu ambele joncțiuni polarizate invers, pe cînd în cealaltă stare tranzistorul funcționează în *regiunea de saturație*, cu ambele joncțiuni polarizate direct. Aceste circuite sînt numite circuite de comutație cu saturație; de obicei, ele nu conțin diode sau alte elemente neliniare pentru fixări de nivel, întrucît însuși tranzistorul funcționează neliniar.

2. Una din stările circuitului corespunde funcționării tranzistorului în regiunea de blocare, pe cînd cealaltă — funcționării în *regiunea activă normală* (emitorul polarizat direct, colectorul polarizat invers). Circuitele din această clasă se numesc *circuite fără saturație*; adesea, ele conțin diode pentru fixarea nivelului de ieșire corespunzător stării în care tranzistorul se găsește în regiunea activă.

3. Ambele stări ale circuitului corespund funcționării în regiunea activă normală; în acest caz, corespunzător celor două stări ale circuitului, există pentru tranzistor două puncte de funcționare distincte. Aceste circuite — de asemenea fără saturație — conțin de obicei diode pentru fixarea nivelurilor în *ambele* stări și prin urmare nu sînt așa de frecvent utilizate ca cele aparținînd primelor două clase.

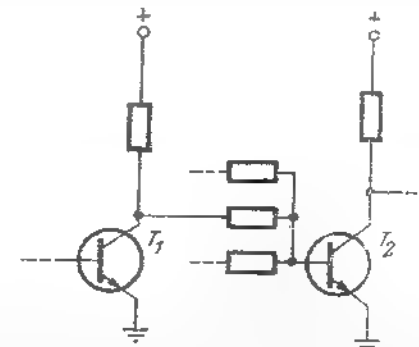
Toate cele trei clase definite mai sus implică necesitatea folosirii noțiunii de *stare*; nivelurile tensiunilor sau curenților pot varia, însă numai în măsura în care o zonă de niveluri garantează plasarea unei diode sau a unui tranzistor într-una din stări, în timp ce cealaltă zonă de niveluri garantează existența unei stări diferite. În cadrul acestui capitol vor fi examinate exemple de circuite aparținînd primelor două clase.

În trecut, limitările în conceperea și proiectarea circuitelor logice erau generate mai ales de faptul că folosirea componentelor discrete conducea de obicei la tendința de a minimiza numărul total al componentelor, tendință explicată prin rațiuni de economie și siguranță în funcționare. Totodată, toleranțele ridicate proprii tehnologiei de fabricație a diodelor și tranzistoarelor discrete, impuneau necesitatea unei selecționări stricte a dispozitivelor, atunci cînd se urmărea realizarea unor performanțe înalte. Aceste restricții nu mai sînt prezente în cazul circuitelor logice integrate. Adesea, prețul de fabricație al unui circuit logic care conține 10 tranzistoare sau mai multe, precum și un număr important de componente pasive este competitiv cu prețul unui singur tranzistor discret. S-a demonstrat, de asemenea, că siguranța în funcționare a unui astfel de circuit integrat nu este mai scăzută decît cea a unui tranzistor discret.

În cadrul tehnologiei circuitelor integrate, este adesea mai ușor să fie realizat un tranzistor decît o rezistență de valoare mare sau cu toleranță strînsă. Ca urmare a acțiunii acestor factori, se realizează în prezent tipuri noi și complexe de circuite logice care conțin un număr sensibil

mai mare de tranzistoare decît circuitele convenționale. În aceste circuite, tranzistoarele sînt deseori folosite pentru a înlocui rezistoarele, mai ales pentru realizarea surselor de curent sau a sarcinilor de colector. În afară de aceasta, se profită și de uniformitatea mai ridicată a tensiunilor de prag caracteristice pentru tranzistoarele fabricate pe o aceeași plăcuță de

Fig. 23.1 Circuite logice conectate în cascadă



siliciu care conține un circuit integrat. În acest capitol vor fi prezentate mai multe exemple de circuite integrate digitale care se realizează în prezent. Cu toate acestea, diferitele funcții logice particulare vor fi introduse, în cele mai multe cazuri, pe exemplul unor elemente de bază simple, care reamintesc mai mult un circuit cu componente discrete decît o realizare în formă integrată.

Aproape toate circuitele logice cu tranzistoare se construiesc în prezent cu tranzistoare cu siliciu. Folosirea dispozitivelor cu siliciu în circuitele digitale cu mai multe etaje permite simplificări majore în proiectare, deoarece se poate face uz în mod eficient de cuplajul direct al tranzistoarelor aparținînd etajelor adiacente. Se poate remarca, de exemplu, că tranzistorul T_2 în poarta cu cuplaj direct din fig. 23.1 nu are elemente de circuit pentru polarizarea inversă a diodei de emitor în starea *blocat*, funcționînd în schimb cu V_{BE} puțin pozitivă, diferența față de zero fiind egală cu tensiunea de saturație colector-emitor, $V_{CE(sat)}$, a tranzistorului T_1 . Decarece $V_{CE(sat)}$ reprezintă diferența între tensiunile directe ale celor două joncțiuni ale tranzistorului, această mărime este întotdeauna mai mică decît tensiunea de prag V_{BET} a unei singure diode, în ipoteza unor curenți comparabili ai joncțiunilor. Prin urmare, T_2 este *blocat* cînd T_1 este *deschis*. Deși este posibil să fie realizat în același mod un cuplaj direct între tranzistoare cu germaniu, în practică numai tranzistoarele cu siliciu funcționează satisfăcător într-un astfel de circuit. În cazul tranzistoarelor cu germaniu, diferența între $V_{CE(sat)}$ și V_{BET} (*rezerva de tensiune* a acestui circuit) este prea mică pentru realizarea unei funcționări sigure. În cele ce urmează, vom presupune că intervin numai tranzistoare cu siliciu, cu excepția cazurilor în care se vor face altfel de specificații.

23.2. CIRCUITE LOGICE CU REZISTENȚE ȘI TRANZISTOARE CU CUPLAJ DIRECT (DCTL, RTL)

23.2.1. Porți cu rezistențe și tranzistoare (RTL) NU—SAU

Circuitul prezentat în fig. 23.2, *a* este un exemplu de structură care inițial purta denumirea de circuit logic cu tranzistoare cu cuplaj direct (DCTL), dar care în prezent este în mod obișnuit numit circuit logic cu rezistențe și tranzistoare (RTL). În mod normal, acest tip de poartă comportă numai un mic număr de componente, dispuse într-o manieră simplă. Ca atare, RTL prezintă avantaje în cazul realizării în formă integrată. Astăzi sunt disponibile familii de circuite RTL integrate, la un preț unitar foarte scăzut¹. Aceste familii includ tampoane, porți, sumatoare, circuite basculante bistabile. În fig. 23.2, *b* se prezintă o fotomicrografie a unei plăcuțe de siliciu care conține patru porți RTL NU—ȘI cu două intrări.

Pentru a examina operațiile logice realizate de circuitul din fig. 23.2, *a* vom preciza mai întâi modul de reprezentare.² Vom alege reprezentarea pozitivă, în cadrul căreia starea 0 este reprezentată nominal de tensiunea de colector a unui tranzistor saturat:

$$V_0 \approx V_{CE}(\text{sat}), \quad (23.1 \text{ a})$$

iar starea 1 este reprezentată nominal de tensiunea de colector cu tranzistorul blocat,

$$V_1 = V_{CC}. \quad (23.1 \text{ b})$$

În realitate, mai sus a fost definită o reprezentare corelată mai mult cu stările tranzistorului, decât cu nivelurile de tensiune; în adevăr, tensiunile se pot modifica într-o gamă largă de valori, fără a deteriora performanțele circuitului. Factorul cel mai important este starea tranzistorului de blocare sau de saturație.

Plecând de la reprezentarea definită prin ecuațiile (23.1), din fig. 23.2, *a* se vede că dacă tensiunile la toate intrările sunt $V_{CE}(\text{sat})$, tranzistorul va fi blocat și tensiunea de ieșire va fi V_{CC} . Pentru toate celelalte combinații de tensiune de ieșire, va fi saturat cel puțin un tranzistor. Ca urmare conținutul tabelului de adevăr aferent circuitului va fi cel din tabelul 23.1 (reprezentat numai pentru două intrări). Din tabel rezultă clar că circuitul examinat este o poartă NU—SAU.

¹ Vezi, de exemplu, bibliografia [23.3].

² Prin „reprezentare” înțelegem tipul corelației între valorile 0 și 1 ale unei variabile logice binare și nivelurile de tensiune care le reprezintă (N.T.).

Într-un sistem digital, poarta NU—SAU din fig. 23.2 se folosesc de obicei pentru a comanda alte circuite RTL; fig. 23.3 prezintă un exemplu de asemenea comandă, în care o poartă NU—SAU RTL (P_1, P_2, P_3) comandă N tranzistoare, fiecare din acestea reprezentând un etaj al unei alte părți similare. Dacă o poartă P este saturată, $V_{CE1} = V_{CE}(\text{sat})$ și tranzistoarele Q, S, T etc. vor fi blocate. Dacă o poartă P este blocată, tensiunea V_{CE1} crește spre valoarea V_{CC} până când tranzistoarele Q, S, T etc. se deschid. Rezistențele R_E conectate în serie cu bazele tranzistoarelor Q, S, T , etc. egalizează curenții de bază și reduc astfel neuniformitățile regimurilor de funcționare care ar fi provocate de caracteristicile neidentice de intrare $I-V$ ale tranzistoarelor comandate.

Funcționarea corectă a circuitelor RTL depinde în mod substanțial de următoarele condiții:

1. Valorile rezistențelor R_L și R_E trebuie să fie alese astfel încât atunci când o poartă P este blocată, tranzistoarele Q, S, T etc. să fie în stare de conducție.

2. Când o poartă P este în stare de conducție, tranzistoarele Q, S, T etc. trebuie să fie blocate. Această condiție reclamă ca

$$V_{BET} > V_{CE}(\text{sat}), \quad (23.2)$$

unde V_{BET} este tensiunea de prag bază—emitor, adică tensiunea la care tranzistorul începe să conducă. Pentru tranzistoarele cu siliciu, această condiție este satisfăcută în mod corespunzător la temperatura camerei.

23.2.2. Rezerva de tensiune

Rezerva de tensiune Δ a unui circuit logic a fost definită în fig. 22.1 ca diferența între tensiunea maximă corespunzătoare stării 0 și tensiunea minimă corespunzătoare stării 1 (presupunând din nou o reprezentare pozitivă). O definiție echivalentă, însă mai convenabilă din punct de vedere practic, constă în a numi rezervă de tensiune Δ , pragul de tensiune pe care trebuie să-l depășească o tensiune perturbatoare, de zgomot, pentru a provoca o tranziție nedorită a circuitului dintr-o stare în alta. Pe această bază, putem determina rezerva de tensiune a unei porți RTL cu ajutorul circuitului tipic din fig. 23.4. La circuitele RTL, limitarea prin rezerva de tensiune apare atunci când T_1 este saturat și V_{CE1} este egal cu $V_{CE}(\text{sat})$. În condiții ideale, această tensiune este suficientă pentru a menține tranzistorul T_2 blocat — așa cum este necesar. Dacă însă în circuit este indusă

Tabelul 23.1

Tabel de adevăr

A	B	Ieșire binară
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

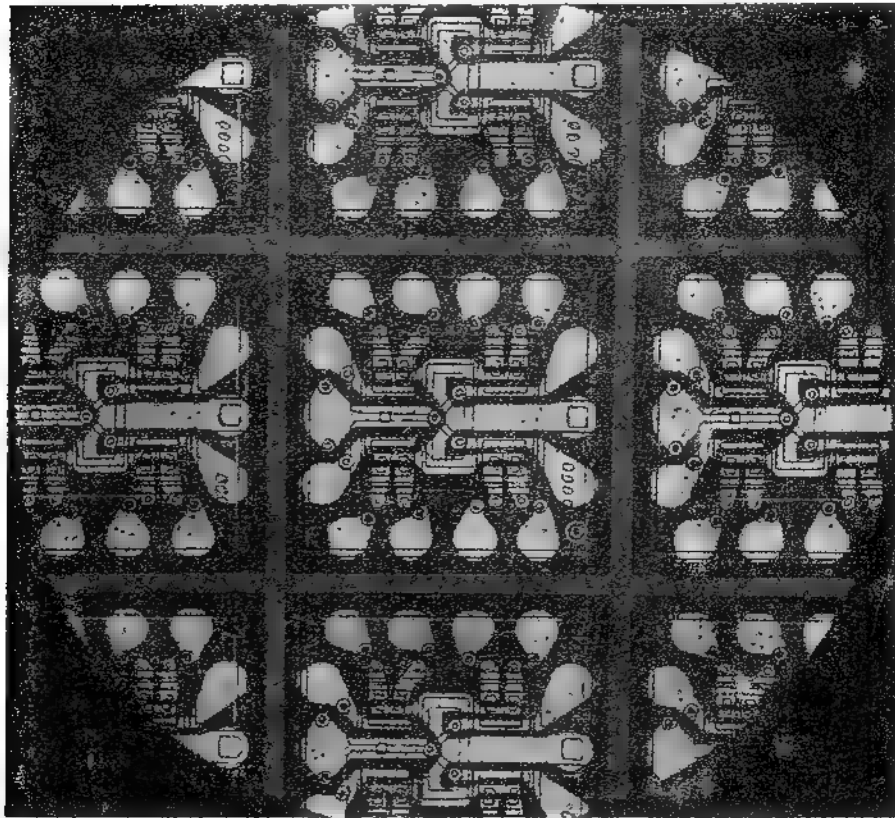
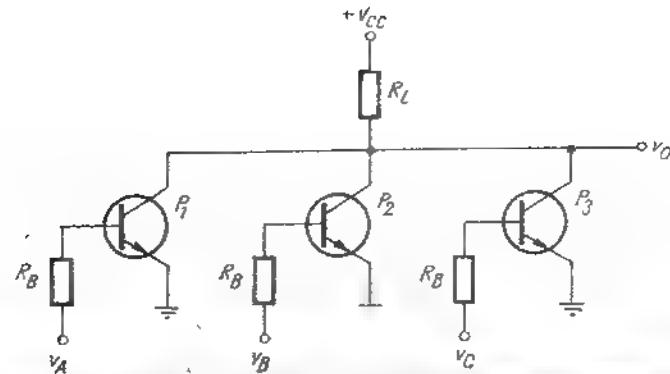


Fig. 23.2. Porți NU-SAU RTL (sau DCTL).

a - poartă NU-SAU cu trei intrări; b - fotomicrografia unei plăcuțe de siliciu cu patru porți NU-SAU, cu câte două intrări.

o tensiune de zgomot e_n , atunci starea lui T_2 se poate schimba. Mai exact, dacă :

$$e_n + V_{CE}(\text{sat}) > B_{BET}(T_2) \quad (23.3)$$

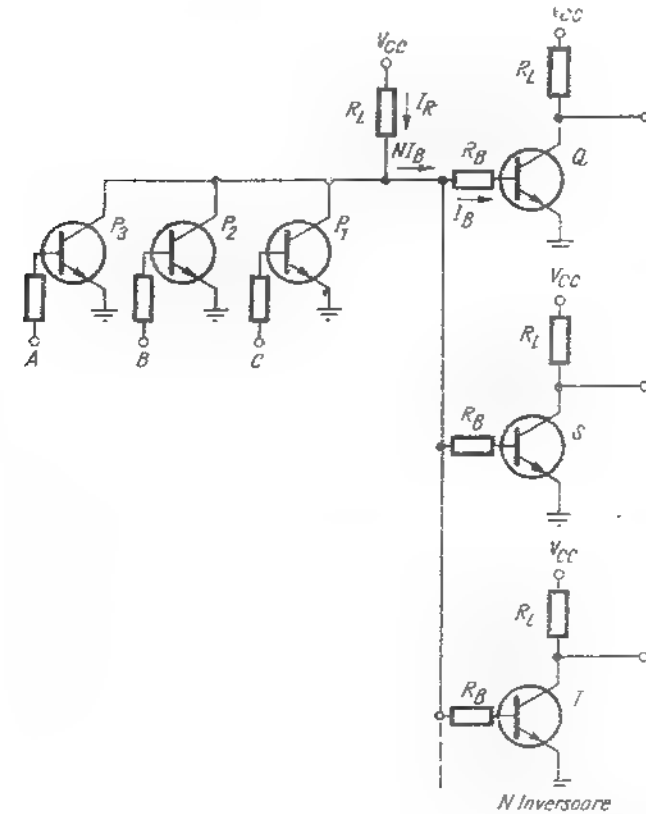


Fig. 23.3. Poartă NU-ȘI RTL care comandă alte circuite logice RTL.

tranzistorul T_2 va începe să conducă. Astfel, folosind definiția dată mai sus pentru rezerva de tensiune, avem pentru circuitele (RTL)

$$\Delta = V_{BET} - V_{CE}(\text{sat}). \quad (23.4)$$

În § 23.2.3 s-a arătat că tensiunea de prag V_{BST} are coeficientul de temperatură egal cu cel al unei diode exponențiale (valoarea mărimii V_{BST} scade cu $2-3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ atât pentru germaniu, cât și pentru siliciu). Coeficientul de temperatură al parametrului $V_{CE}(\text{sat})$ are o structură mai complicată,

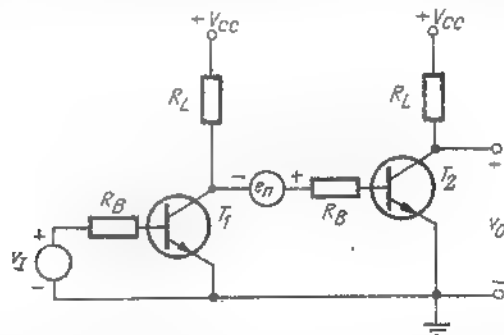


Fig. 23.4. Calculul rezervei de tensiune a unui circuit RTL.

deoarece la dependența de temperatură a acestuia contribuie mai mulți factori, printre care remarcăm căderile de tensiune în masa materialului semiconductor și variațiile cu temperatura ale factorilor β_F și β_R . În fig. 23.5 sînt indicate date tipice privind dependența tensiunii $V_{CE}(\text{sat})$ de tempera-

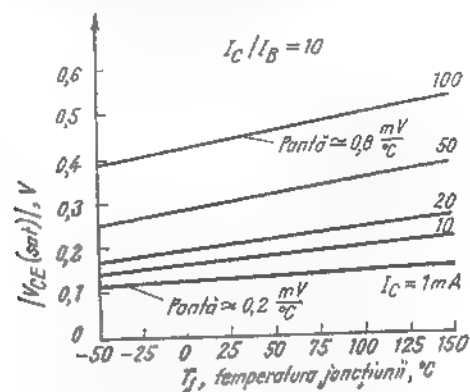


Fig. 23.5. Dependența de temperatură a tensiunii $V_{CE}(\text{sat})$.

tură¹. Este important de remarcat faptul că valoarea absolută a tensiunii $V_{CE}(\text{sat})$ tinde să crească atunci cînd temperatura se mărește. Rezultă

V. § 1.2.2. a lucrării indicate la bibliografie [23.2].

atunci, din (23.4), că rezerva de tensiune scade odată cu creșterea temperaturii. La temperaturi suficient de ridicate, rezerva de tensiune poate ajunge astfel la valori de 0,1 sau 0,2 V. Este evident că unul dintre neajunsurile principale ale circuitelor RTL este rezerva de tensiune scăzută, și, prin urmare, o imunitate la zgomote redusă.

Poate părea surprinzător faptul că, pentru circuitul examinat, reprezentarea definită inițial în § 23.2.1 prezintă o rezervă separatoare suficientă de tensiune între stările de blocare și de conducție, așa cum rezultă de mai jos;

$$V_0 = V_{CE}(\text{sat}) \approx 0,2 \text{ V}$$

$$V_1 = V_{CC} = 3 \text{ V}$$

pe cînd mai sus se afirmă că zona separatoare poate fi de numai cîteva zecimi de volt. Această contradicție se datorește faptului că reprezentarea aleasă inițial a avut la bază stările circuitului, și nu nivelurile de tensiune.

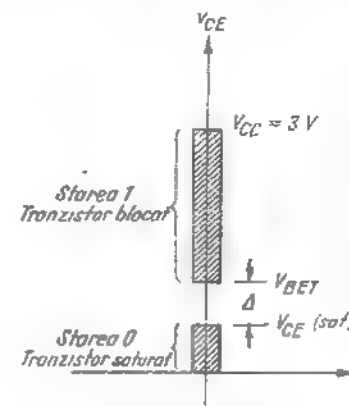


Fig. 23.6. Tensiunile de colector corespunzătoare reprezentării tranzistorului prin stările logice.

Astfel, stările logice 1 și 0 corespund nu unor valori particulare ale tensiunii de colector, ci blocării, respectiv saturării tranzistorului. Curenții de colector în stările de blocare și de conducție pot diferi cu mai multe ordine de mărime, însă această diferență mare între curenți poate corespunde unei variații relativ mari sau relativ reduse a tensiunii de colector. Valorile indicate mai sus sînt, prin urmare, mai curînd valorile nominale ale tensiunilor. Această analiză poate fi mai ușor urmărită cu ajutorul fig. 23.6, care arată grafic relația dintre valorile nominale ale tensiunilor indicate mai sus, pe de o parte — și mărimile V_{BST} și Δ , pe de altă parte.

23.2.3. Capacitatea de încărcare la ieșire

În § 23.2.1 am afirmat că o condiție pentru funcționarea corectă a porții NU—SAU RTL (fig. 23.7) este ca rezistențele R_L și R_B să fie astfel alese, încât atunci cînd o poartă P este blocată, tranzistoarele Q, S, T etc. să fie în stare de conducție. Această condiție poate fi reformulată astfel încît să fie mai clar accentuată limitarea numărului maxim de tranzistoare ce pot fi comandate de către o poartă RTL, numită de obicei *capacitate de încărcare la ieșire*.

Practic, pentru o structură dată de poartă RTL cu valori date ale elementelor V_{CC}, R_L, R_B , numărul maxim de circuite care pot fi comandate de către poarta P este limitat de cerința ca tranzistoarele Q, S, T să fie în stare de conducție și saturație cînd poarta P este blocată. Pentru tranzistoare și rezistențe identice în toate circuitele, curentul de colector la saturație al tranzistoarelor Q, S, T este :

$$I_c(\text{sat}) \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (23.5)$$

Prin urmare, curentul de bază al tranzistorului Q trebuie să fie :

$$I_B \geq \frac{I_c(\text{sat})}{\beta_F} = \frac{V_{CC}}{\beta_F R_L} \quad (23.6)$$

Dacă toate tranzistoarele Q, S, T sînt în stare de conducție, acestea vor reclama același curent de bază, dat de (23.6); așadar curentul total care trebuie debitat de poarta P este NI_B . Deoarece tranzistoarele porții P sînt blocate, întreg curentul NI_B trebuie să parcurgă rezistorul R_L al porții P . Curentul I_R prin rezistorul R_L poate fi ușor calculat, dacă presupunem că tensiunile bază — emitor ale tranzistoarelor Q, S, T sînt nule :

$$I_R \approx \frac{V_{CC}}{R_L + \frac{R_B}{N}} \quad (23.7)$$

Din ecuațiile (23.6) și (23.7) obținem :

$$\frac{V_{CC}}{R_L + \frac{R_B}{N}} = NI_B \geq \frac{NV_{CC}}{\beta_F R_L} \quad (23.8)$$

Ecuația (23.8) ne dă factorul de ramificare la ieșire, N :

$$N < \left(\beta_F - \frac{R_B}{R_L} \right) \quad (23.9)$$

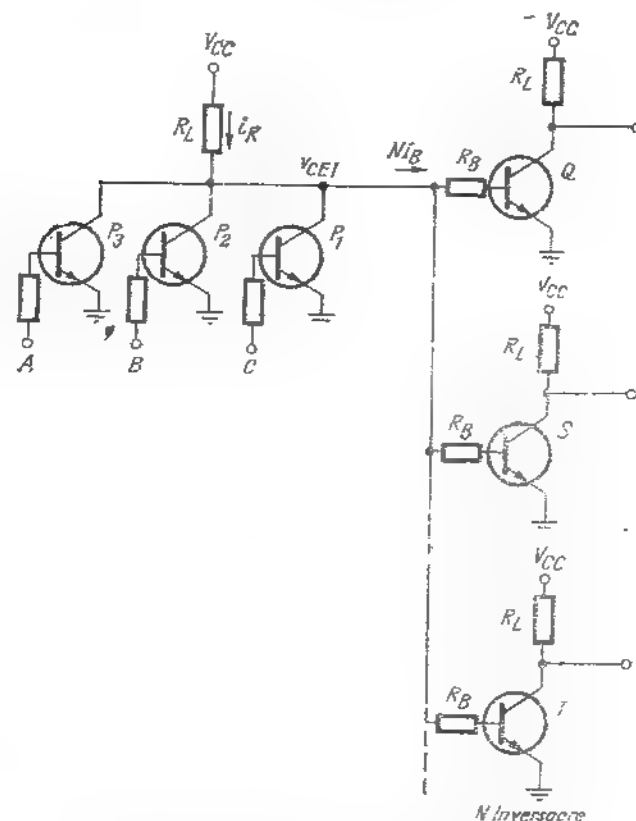


Fig. 23.7. Calculul factorului de încărcare la ieșire.

Îndeplinirea condiției (23.9) va asigura funcționarea tranzistoarelor Q, S, T cel puțin la limita de saturație. Ne reamintim însă că în cap. 22 am arătat că pentru a menține saturația în condițiile variațiilor factorului β_F , ale tensiunilor surselor de alimentare etc., ca și pentru a realiza un răspuns rapid la tranzițiile între stări, pe baza tranzistorului se aplică de obicei o supracomandă de curent. Cu alte cuvinte, I_B este mult mai mare

decît valoarea minimă specificată de relația (23.6). Această supracomandă pe bază conduce însă la o reducere proporțională a factorului maxim de ramificare la ieșire. Astfel, dacă I_E este de cinci ori mai mare decît valoarea necesară pentru saturație, limita factorului de ramificare la ieșire devine:

$$N < \frac{\beta_F - R_B/R_L}{5}. \quad (23.10)$$

Pentru o familie dată de circuite integrate digitale, valorile mărimilor β_F , R_B și R_L sînt cunoscute. În acest fel, ramificarea la ieșire poate fi exprimată prin reguli simple de încărcare, care permit evitarea unor calcule detaliate. De exemplu, potrivit specificațiilor tehnice pentru o serie de blocuri logice RTL poarta NU—SAU cu trei elemente poate comanda 16 „sarcini unitare”, fiecare intrare a porții NU—SAU, — ca și a celor mai multe altor blocuri logice în familie — reprezentînd 3 sarcini unitare. Așadar, pentru această familie particulară de circuite logice, o poartă NU—SAU poate comanda 5 alte porți NU—SAU, factorul de ramificare la ieșire fiind 5.

23.2.4. Etaje tampon

În numeroase cazuri de proiectare de sisteme digitale este necesar să fie comandate mai multe etaje decît permit regulile de încărcare pentru circuitele în discuție. De exemplu, putem dori să folosim poarta NU—SAU examinată mai sus pentru a comanda un număr de tranzistoare mai mare decît limita maximă care rezultă din (23.10). În asemenea cazuri, la circuit se atașează un etaj *tampon*, a cărui funcțiune principală este de a ridica valoarea factorului de încărcare la ieșire.

Un etaj tampon simplu, reprezentat de un repetor pe emitor, este arătat în fig. 23.8, a. Dacă sarcina este formată din N alte tranzistoare, ca în fig. 23.7, atunci o analiză simplă va duce la concluzia că valoarea maximă a curentului pozitiv de ieșire, i_L , debitată de etajul tampon, este:

$$i_L(\max) \approx \frac{V_C}{R_B/(\beta_F + 1) + R_B/N}, \quad (23.11)$$

presupunînd, totodată, căderile de tensiune bază — emitor egale cu zero (v. problema P.23.1). Vom nota, totuși că acest etaj tampon absoarbe un curent neglijabil. În adevăr, dacă presupunem condițiile de încărcare astfel încît curentul este debitat în emitorul tranzistorului B_1 curentul i_L fiind deci negativ, tranzistorul B_1 se blochează. Astfel, circuitul din fig. 23.8, a, funcționează ca un tampon și mărește factorul de încărcare la ieșire numai pentru i_L pozitiv (v. problema P.23.2).

Un etaj tampon ceva mai complicat, la care dificultatea de mai sus este înlăturată, se prezintă în fig. 23.8, b. Acest circuit conține repertoare pe emitor cu tranzistoare complementare, pnp și npn, ceea ce permite debitarea unor curenți mari de ambele polarități (v. problemele P.23.3 și P.23.4).

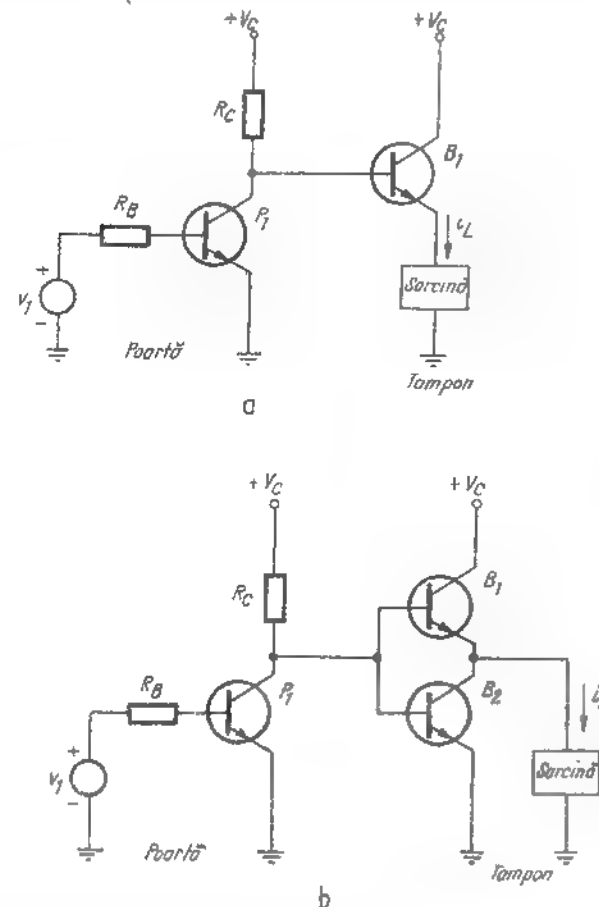
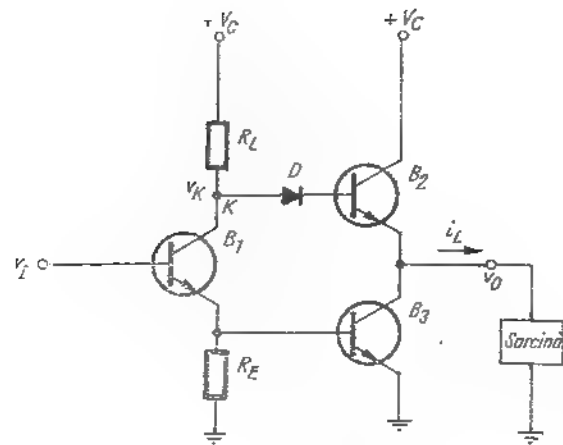
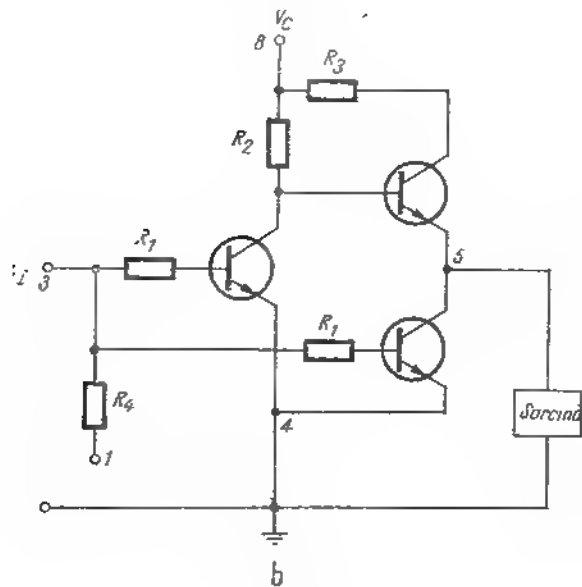


Fig. 23.8. Circuite tampon

În fig. 23.9, a este arătat un al treilea circuit tampon. Dacă ieșirea circuitului de comandă a etajului tampon este în starea 0, așa încît V_I este aproape zero, atunci B_1 și B_2 vor fi blocate. În aceste condiții, prin



a



b

Fig. 23.9

R_L și dioda D va circula spre baza tranzistorului B_2 un curent care va deschide acest tranzistor. B_2 este conectat în configurația cu colectorul comun, ceea ce creează posibilitatea debitării unui curent pozitiv i_L de valoare mare în sarcină.

Cînd tensiunea de intrare are un nivel ridicat, tranzistoarele B_1 și B_2 se saturează. Tensiunea nodului K devine atunci :

$$v_K = V_{BE3} + V_{CE1}(\text{sat}), \quad (23.12)$$

iar tensiunea de ieșire va fi :

$$v_O = V_{CE}(\text{sat}). \quad (23.13)$$

Se poate înțelege acum rolul diodei D . Dacă dioda nu ar fi prezentă, în această stare tranzistorul B_2 va fi polarizat direct de tensiunea

$$v_K - v_O = V_{BE3}$$

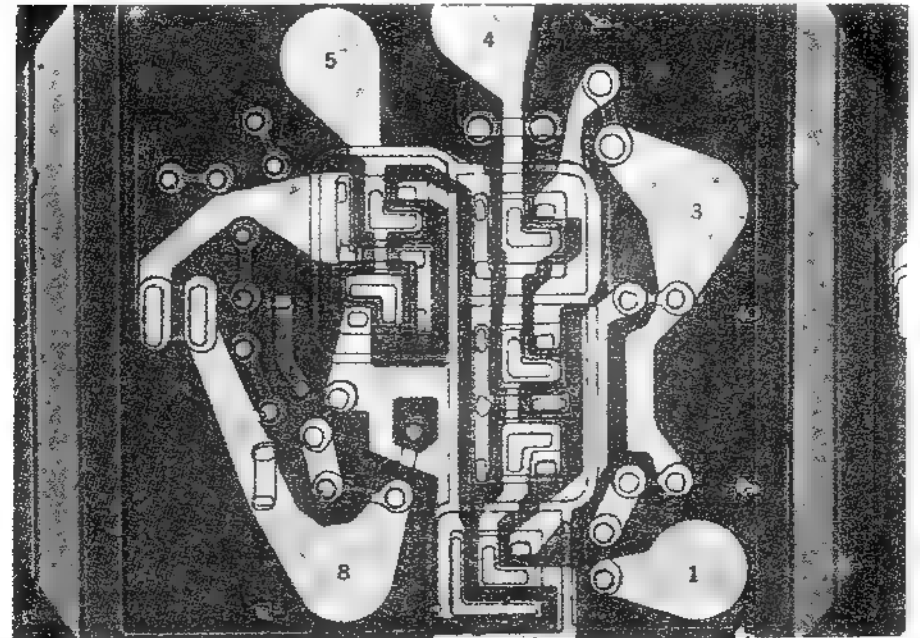


Fig. 23.9. Circuite tampon. În realizarea integrată a circuitului *a*, dioda D , poate fi un tranzistor conectat ca diodă

a - tampon; *b* - circuit tampon integrat, la terminalul 1 se poate aplica o polarizare externă, valori tipice ale rezistențelor $R_1 = 450 \Omega$, $R_2 = 1000 \Omega$, $R_3 = 100 \Omega$, $R_4 = 1000 \Omega$, *c* - fotomicrografia circuitului integrat din *b*

absorbind așadar un curent important. Introducerea diodei atrage după sine prezența unei tensiuni de 0,6 V în serie cu baza tranzistorului B_2 , ceea ce reduce tensiunea de intrare a acestuia și determină o scădere substanțială a curentului de colector al acestuia. Tensiunea de prag va fi și mai mare dacă se introduc două diode în serie cu baza tranzistorului B_2 , ceea ce va crea o „rezervă” de funcționare sporită. Deoarece B_2 este acum saturat, circuitul poate suporta un curent negativ de sarcină de valoare mare. Deoarece circuitul are capacitatea de a accepta curenți de sarcină mari, atât în starea de „nivel” înalt, cât și în cea de „nivel scăzut”, factorul său de încărcare la ieșire are o valoare înaltă.

În fig. 23.9, *b* se prezintă un al patrulea etaj tampon, disponibil ca unul din circuitele aparținând unei familii RTL integrate¹. Funcționarea acestui etaj nu se mai analizează, ea fiind similară cu cea a circuitului tampon din fig. 23.9, *a* (v. problema P.23.5). Fotomicrografia unei variante integrate a circuitului tampon din fig. 23.9, *b* se dă în fig. 23.9, *c*. Pentru a ușura indentificarea circuitului în structura din fotomicrografie, numerele afectate terminalelor sînt prezente în ambele figuri.

23.2.5 Viteza de comutație

Calculul vitezei de comutație a unui circuit logic complet, chiar într-o configurație simplă ca cea din fig. 23.7, reprezintă o sarcină foarte dificilă. Pentru a obține o imagine aproximativă a problemei vitezei de comutație a circuitelor digitale cu mai multe etaje, vom examina, două inversoare conectate în cascadă, ca în fig. 23.10, *a*.

Să trasăm, în primul rînd, caracteristica statică de transfer a circuitului v_o în funcție de v_i . Pentru valori mici ale semnalului de intrare v_i , adică $v_i = V_{ce}(sat)$, T_1 va fi blocat. În aceste condiții, T_2 este în stare de conducție, deci curentul de bază va fi:

$$i_{B2} = \frac{3 - 0,6}{0,6 + 0,4} = 2,4 \text{ mA}.$$

În regim static, dacă neglijăm $V_{ce}(sat)$, avem:

$$i_c(sat) = \frac{3}{0,6} = 5 \text{ mA}.$$

Este evident că tranzistorul T_2 va funcționa în regim de saturație accentuată, deoarece inegalitatea

$$i_{B2} > \frac{I_c(sat)}{\beta_F} \quad (23.14)$$

¹ Vezi bibliografia [13.3].

este îndeplinită cu un grad mare de siguranță dacă admitem pentru β valoarea tipică 50.

Dacă vom presupune acum că v_i crește, atunci, pentru $v_i \approx 0,4$ V, T_1 începe să intre în regiunea activă. Cu toate acestea T_2 va rămîne în saturație atît timp cît curentul de colector al tranzistorului T_1 va avea o valoare suficient de mare. Prin urmare, v_i trebuie să crească pînă la aproximativ 0,6 V, înainte ca T_2 să iasă din saturație. Ambele tranzistoare funcționînd acum în regiunea activă, caracteristica de transfer va crește abrupt, panta sa fiind egală cu amplificarea diferențială a circuitului:

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = \frac{\beta_F R_{L1}}{R_{L1} + R_{B2}} \times -\frac{R_{L2}}{R_S + R_{B1}} = 50 \times \frac{0,6}{1} \times \frac{0,6}{1} = 900.$$

Aceste detalii pot fi urmărite pe caracteristica statică de transfer, reprezentată în fig. 23.10, *b* (reprezentarea nu este făcută la scară din cauze evidente).

Dacă v_i crește încet în continuare, T_2 se blochează cînd V_{ce1} scade pînă la 0,4 V, așa încît dincolo de acest punct tensiunea rămîne constantă și egală cu V_{ce} . Creșterea mărimii v_i conduce în final la saturarea tranzistorului T_1 .

Plecînd de la comportarea circuitului în regim static, să ne întoarcem acum la problema principală: calculul intervalului de timp în care cele două inversoare comută din o stare în alta ca răspuns la o variație treptată de tensiune v_i . Să presupunem că tensiunea de intrare v_i se modifică în formă de treaptă la $t = 0$ din starea 0, reprezentată de:

$$v_i = V_0 = V_{ce}(sat) = 0,1 \text{ V}.$$

în starea 1, reprezentată de:

$$v_i = V_1 = V_{cc} = 3 \text{ V}.$$

Să mai admitem că circuitele sînt realizate cu tranzistoare npn difuzate cu siliciu, avînd parametrii modelului controlat prin sarcină

$$\beta_F = 0,5 \text{ ns} \quad \tau_{BF} = 25 \text{ ns}$$

$$\beta_R = 2 \text{ ns} \quad \tau_{BR} = 10 \text{ ns}$$

$$Q_{FO} = 1 \times 10^{-10} \text{ pC}.$$

$$K_F = 7 \quad K_R = 4.$$

Vom aborda problema tranziției între stări estimînd mai întîi performanțele circuitului din acest punct de vedere, cu ajutorul metodei propuse în § 22.3 și verificînd apoi rezultatele cu ajutorul calculatoarelor.

Am arătat anterior — în decursul calculului regimului static că T_2 se găsește inițial în saturație accentuată. Acest fapt simplifică oarecum calculele, deoarece putem presupune că sarcina acumulată în exces de bază, q_{s2} , va menține tranzistorul T_2 în saturație de-a lungul întregului

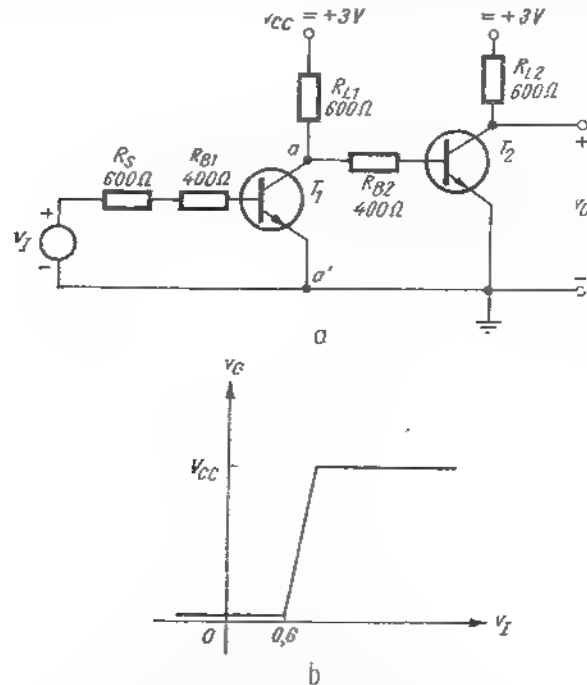


Fig. 23.10. Două inversoare RTL conectate în cascadă: a - circuitul, b - caracteristica de transfer de tensiune.

interval de timp în care se deschide T_1 . Astfel, problema poate fi divizată în două secțiuni aproape independente, fiecare tratând regimul tranzistorului al unui singur etaj.

Întrucît T_2 este saturat în acest interval, tensiunea sa de bază va fi fixată la aproximativ $0,6V$. În acest fel, atît timp cît T_2 rămîne saturat, putem ține seamă de influența acestui tranzistor formînd echivalentul Thévenin al întregului circuit situat la dreapta punctelor a, a' :

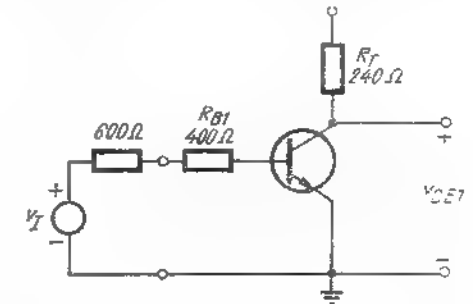
$$R_T = R_{B2} || R_{L1} = 0,6 || 0,4 = 0,24 \text{ k}\Omega$$

$$E_T = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{L1}} + 0,6 \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{B2}} = 1,6 \text{ V.}$$

Pe această bază obținem circuitul echivalent cu un singur etaj din fig. 23.11.

Folosind metoda descrisă în § 22.3.1, putem găsi variațiile mărimilor q_{VE} și q_{VC} apărute cînd regimul de funcționare al tranzistorului P_1 este schimbat de la blocare pînă la limita regiunii active. Variația de sarcină

Fig. 23.11. Primul etaj, cu sarcina echivalentă Thévenin.



obținută va fi egală cu integrala curenților de bază. Dacă vom neglija căderea de tensiune pe R_T și vom presupune că valoarea medie a curenților de bază este aproximativ $2,8 \text{ mA}$, vom găsi pentru timpul de întârziere valoarea (v. problema P.23.5):

$$t_d \approx 0,7 \text{ ns.}$$

Întrucît supracomanda pe bază este substanțială, putem fi siguri că traversarea regiunii active se face rapid. Pentru a estima timpul de creștere al circuitului din fig. 23.11, vom putea deci neglija efectul recombinării — așa cum s-a arătat în § 22.3.1 — și integra ecuația sarcinii pentru bază, obținînd:

$$\int_0^t i_B dt \approx \Delta q_{FI} + \Delta q_{VC} + \Delta q_{VE}. \quad (23.15)$$

În acest fel am redus analiza comutării directe a primului etaj la o formă identică celei din § 22.3.2, putînd lăsa pe seama problemelor calculele detaliate pentru găsirea timpului de creștere (v. problema P.23.7). Timpul de creștere care rezultă pentru primul etaj este

$$t_r \approx 3,8 \text{ ns.}$$

Tensiunea de colector v_{CE1} va avea formă de rampă, așa cum se arată prin linie continuă în fig. 23.12, b.

Așa cum am mai spus, inițial T_2 se găsește în saturație profundă. Este deci rezonabil să ne așteptăm ca timpul de stocare t_{ad} , asociat cu evacuarea sarcinii în exces q_{s2} , să fie considerabil mai mare decât t_r . Pe această bază, tensiunea v_{CE1} , care comandă tranzistorul T_2 , poate fi aproximată mai curînd ca o treaptă ce apare la momentul $t \approx 2,6$ ns decât ca o rampă — așa cum se arată prin linia întreruptă din fig. 23.12, b

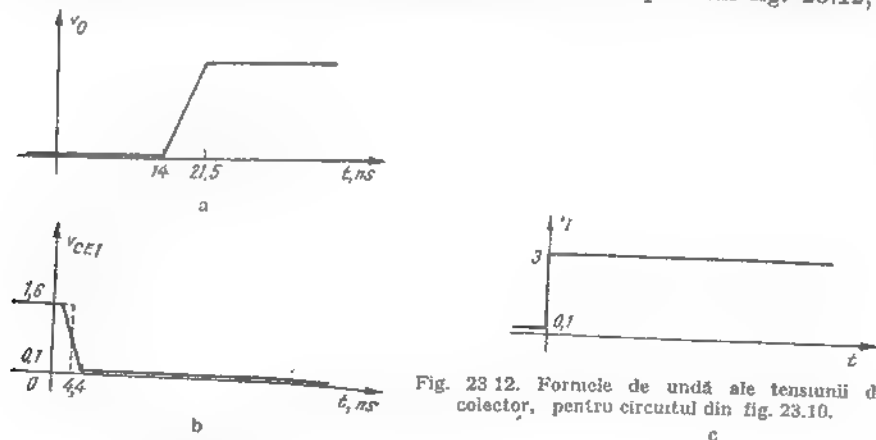


Fig. 23.12. Formele de undă ale tensiunii de colector, pentru circuitul din fig. 23.10.

Pentru a evalua timpul de stocare și timpul de scădere aferente tranzistorului T_2 , vom nota mai întâi că, date fiind valorile nuci ale rezistențelor de bază, curentul de bază care realizează blocarea tranzistorului T_2 are o valoare mare. În adevăr, după ce T_1 se saturează și înainte ca T_2 să iasă din saturație,

$$i_{B2} = - \frac{0,6 - 0,1}{400} = -1,25 \text{ mA.}$$

Răspunsul unui etaj inversor la un impuls treaptă de blocare în prezența unei supracomenzi de blocare a fost discutat în § 22.3.4. De aceea, calculele de detaliu pentru acest caz sînt din nou lăsate pe seama problemelor (v. problema P. 23.8). Timpul de stocare și timpul de scădere care rezultă pentru tranzistorul T_2 au valorile de aproximativ 11,4 ns și, respectiv, 7,5 ns. Reprezentarea aproximativă a formei de undă a tensiunii de ieșire se dă în fig. 23.12, c.

Ajungem prin urmare, la concluzia, că timpul necesar pentru ca cele două etaje inversoare din fig. 23.10, a să-și schimbe stările de la T_1 blocat, T_2 deschis, la T_1 deschis, T_2 blocat, este aproximativ :

$$t \approx 0,7 + 1,9 + 11,4 + 7,5 = 21,5 \text{ ns.}$$

Să verificăm acest rezultat cu ajutorul calculatorului. Potrivit procedurii descrise în § 22.6, trebuie mai întâi să scriem ecuațiile pentru modelul de circuit controlat prin sarcină (fig. 23.12, b) în termenii variabilelor de stare; aceste variabile sînt tensiunile pe capacități v_{BE1} , v_{BC1} , v_{BE2} și v_{BC2} . Schema topologică a circuitului (fig. 23.13, c) arată că aceste tensiuni, împreună cu sursele de tensiune v_i și V_{CC} formează un „arbore propriu”, ceea ce ne arată că am definit un set corect de variabile.

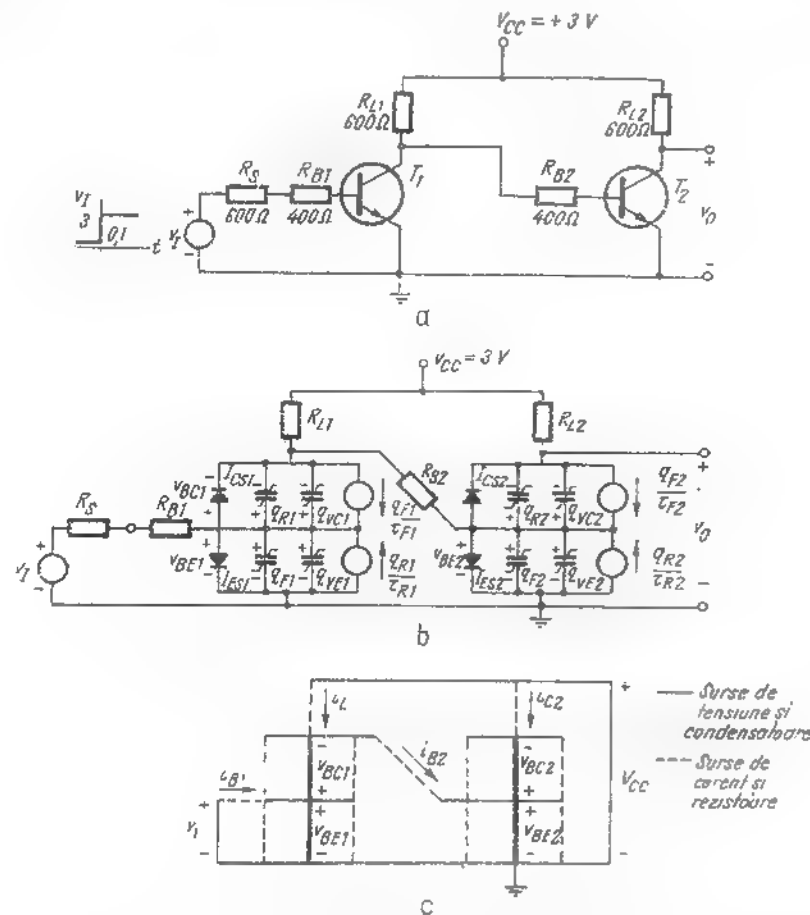


Fig. 23.13. Analiza a două etaje inversoare conectate în cascadă, cu ajutorul ecuațiilor de sarcină :

a - circuitul; b - modelul; c - topologia circuitului

În § 22.6.2 au fost deduse relațiile corespunzătoare descrierii unui tranzistor prin variabilele de stare. Deoarece în problema noastră avem două tranzistoare, vor fi necesare 4 ecuații. Pentru primul tranzistor aceste ecuații sînt (din 22.62 și 22.63):

$$\frac{d(q_{F1} + q_{FE1})}{dt} = \frac{q_{R1}}{\tau_R} - q_{F1} \left(\frac{1}{\tau_{BF}} + \frac{1}{\tau_F} \right) - i_{E1} \quad (23.16)$$

$$\frac{d(q_{R1} + q_{FC1})}{dt} = \frac{q_{F1}}{\tau_F} - q_{R1} \left(\frac{1}{\tau_{BR}} + \frac{1}{\tau_R} \right) - i_{C1} \quad (23.17)$$

Pentru al doilea tranzistor:

$$\frac{d(q_{F2} + q_{FE2})}{dt} = \frac{q_{R2}}{\tau_R} - q_{F2} \left(\frac{1}{\tau_{BF}} + \frac{1}{\tau_F} \right) - i_{E2} \quad (23.18)$$

$$\frac{d(q_{R2} + q_{FC2})}{dt} = \frac{q_{F2}}{\tau_F} - q_{R2} \left(\frac{1}{\tau_{BR}} + \frac{1}{\tau_R} \right) - i_{C2} \quad (23.19)$$

Sînt necesare, de asemenea, pentru ecuații similare celor date de (22.67)

Întrucît în circuit nu există capacități extreme, nu mai sînt necesare alte ecuații diferențiale.

Trebuie să găsim acum expresiile celor patru curenți de legătură, definiți în fig. 23.13, c, ca funcții de tensiunile — variabile de stare. Aceste ecuații pot fi găsite cu ajutorul fig. 23.13, b și fig. 23.13, c:

$$i_{B1} = \frac{v_i - v_{BE1}}{R_{B1} + R_S} \quad (23.20 a)$$

$$i_{B2} = \frac{v_{BE1} - v_{BC1} - v_{BE2}}{R_{B2}} \quad (23.20 b)$$

$$i_E = \frac{V_{CC} - v_{BE1} + v_{BC1}}{R_{L1}} \quad (23.20 c)$$

$$i_{BC} = \frac{V_{CC} - v_{BE2} + v_{BC2}}{R_{L2}} \quad (23.20 d)$$

În sfîrșit, vom face legătura între curenții folosiți în scrierea ecuațiilor (23.16 — 23.19) și curenții de legătură. Deoarece i_{C2} este un curent de legătură, vor fi trei ecuații de legătură:

$$i_{E1} = i_{B1} - i_{B1} - i_L \quad (23.20 e)$$

$$i_{C1} = i_L - i_{B2} \quad (23.21)$$

$$i_{E2} = -i_{B2} - i_{C2} \quad (23.22)$$

Aceste ecuații, împreună cu relațiile (21.30) și (21.21), care exprimă q_F , q_R , q_{FE} și q_{FC} în funcție de variabilele de stare, precum și ecuația tensiunii de ieșire $v_o = -v_{BC2} + v_{BE2}$, pot fi trasate pe calculator în vederea efectuării circuitului.

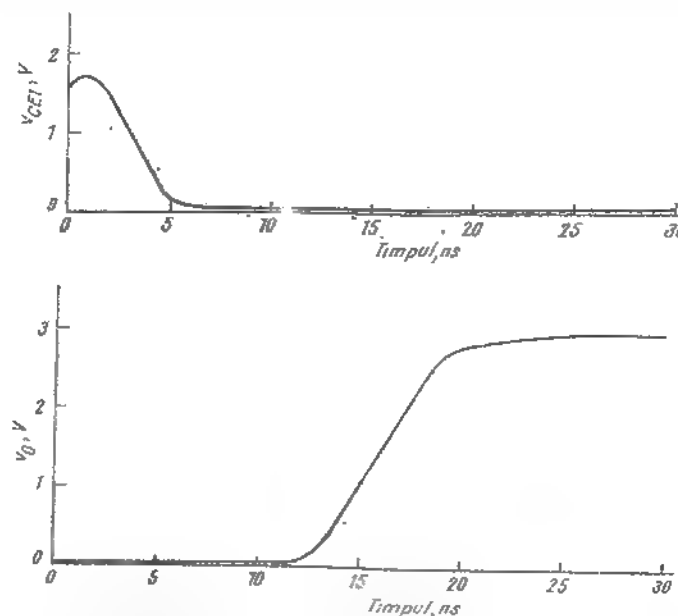


Fig. 23.14. Soluția obținută prin analiza pe calculator pentru răspunsul inversorului din fig. 23.13, a la un semnal treaptă de intrare.

Rezultatele obținute prin analiza pe calculator, prezentate în fig. 23.14 pentru un semnal treaptă de comutare directă aplicat la intrarea tranzis-

torului T_1 , confirmă soluția intuitivă dată mai sus. Tranzistorul T_1 comută direct în aproximativ 5 ns, iar intervalul de timp necesar pentru blocarea tranzistorului T_2 este de aproximativ 21 ns.

23.3. ALTE EXEMPLE DE CIRCUITE LOGICE CU SATURAȚIE

23.3.1. Circuite logice cu diode și tranzistoare (DTL)

Circuitele logice cu diode și tranzistoare constituie o extensiune naturală a circuitelor logice cu diode discutate în cap. 6. După cum s-a notat în § 6.2.2, circuitelor logice cu diode le este proprie o deplasare a nivelurilor logice, provocată de căderea de tensiune de 0,6 V pe joncțiunile diodelor aflate în stare de conducție. În plus, circuitele logice cu diode nu prezintă amplificare — datorită absenței elementelor active —, ceea ce limitează substanțial factorul de ramificare la ieșire. Este logic, prin urmare, să atașăm un amplificator cu tranzistor la ieșirea fiecărei porți cu diode. În acest fel se realizează simultan separarea între circuite, creșterea capacității de comandă și reconstituirea nivelurilor logice. În general se folosește un amplificator inversor, după cum se arată în fig. 23.15.

Pentru o funcționare corectă, atunci când oricare tensiune de intrare are un nivel scăzut, de exemplu :

$$v_A = V_0 = V_{CE}(\text{sat}),$$

se presupune că tranzistorul este blocat. Tensiunea v_i la ieșirea porți cu diode va fi (pentru dispozitive cu siliciu) :

$$v_i \approx V_{CE}(\text{sat}) + 0,6.$$

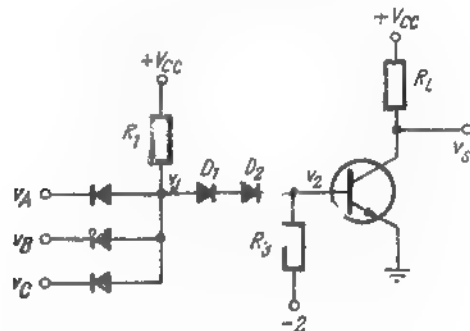


Fig. 23.15. Poarta NU — ȘI DTL.

Diodele D_1 și D_2 , precum și sursa de tensiune negativă sînt introduse pentru a deplasa nivelul de tensiune v_i la o valoare inferioară tensiunii de prag (de bază) a tranzistorului. Întrucît căderea de tensiune pe ambele diode D_1 și D_2 va fi aproximativ 0,6 V, pentru oricare din semnalele de intrare aflate la nivel scăzut, tensiunea de bază v_2 va fi :

$$v_2 = v_i - 1,2 \approx -0,5 \text{ V}.$$

Prezența unui astfel de tensiuni negative pe bază va bloca puternic tranzistorul, ceea ce va asigura o rezervă ridicată de tensiune.

Porțile DTL realizate în tehnologie integrată, deși au în principiu aceeași configurație cu cea din fig. 23.15, conțin de obicei amplificatoare mai complexe, așa cum se poate vedea în fig. 23.16¹. În cazul acestor circuite, deplasarea de nivel este realizată prin căderile de tensiune emitor-bază ale etajelor intermediare de amplificare, în loc de diode. În plus, aceste tranzistoare introduc și o amplificare înaltă de curent. În fig. 23.16, c

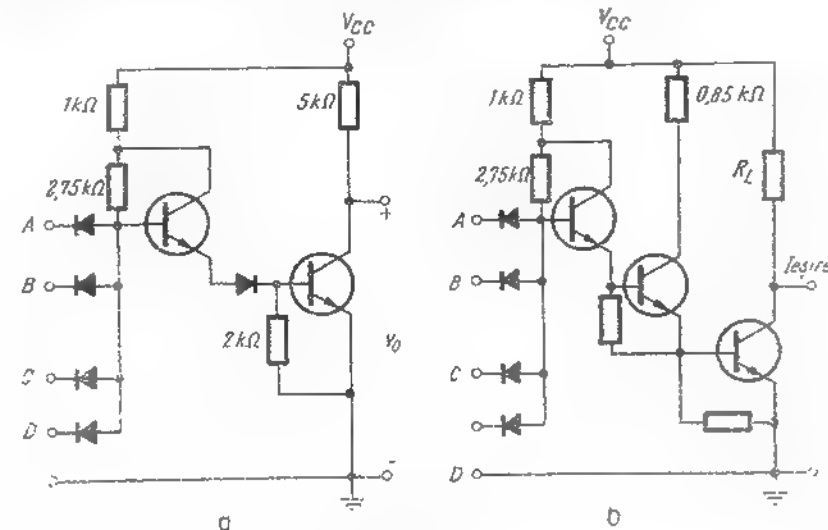
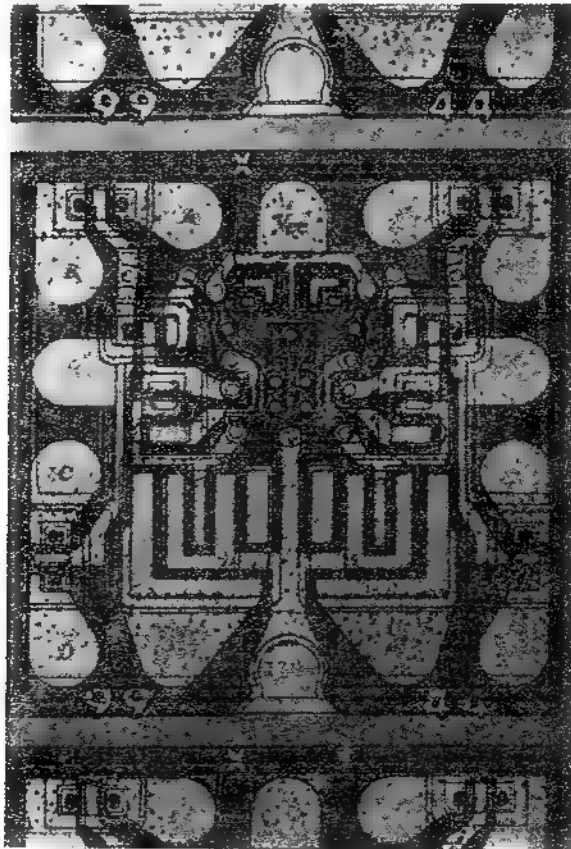


Fig. 23.16.

se poate vedea fotomicrografia unei plăcuțe de siliciu care conține două din porțile din fig. 23.16, b (v. și planșa 3). Rezistența R_L nu este realizată pe plăcuță, ea fiind o parte a circuitului exterior.

¹ Vezi bibliografia [23.3] și [23.4].



c
Fig. 23.16. Porti NU - SI DTL cu circuite integrate:
a și b - circuite; c - fotomicrografia unei plăcuțe din b. V. și Planșa III

23.3.2. Circuite logice tranzistor-tranzistor (TTL, T²L)

Avantaje suplimentare pot fi obținute dacă diodele porții din fig. 23.15 sunt înlocuite cu joncțiunile de emitor ale unor tranzistoare. Circuitul

care rezultă se vede în fig. 23.17. Pentru oricare din semnalele de intrare aflate la nivel scăzut, de exemplu :

$$v_A = V_{CE}(\text{sat}),$$

unul din tranzistoarele T_1 , T_2 sau T_3 va fi saturat, așa că tranzistorul inversor de ieșire va fi blocat (observăm că această configurație nu conține elemente pentru deplasarea de nivel, ceea ce reprezintă un avantaj major față de circuitele logice DTL). Dacă toate intrările se găsesc la nivel înalt,

$$v_A = v_B = v_C = V_{CC},$$

toate tranzistoarele porții vor funcționa în regiunea activă inversă, deoarece colectoarele vor avea potențialul de aproximativ $+0,6$ V, realizat

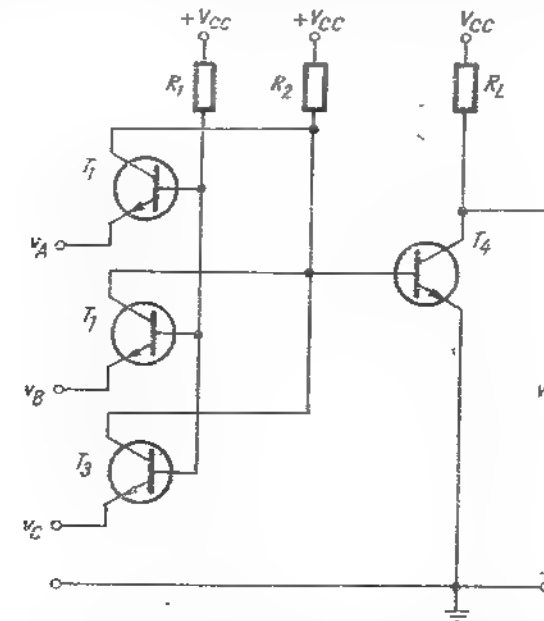


Fig. 23.17. Poarta NU - SI TTL.

de dioda emitor-bază a tranzistorului T_4 (acest ultim tranzistor fiind saturat). Poarta examinată realizează funcția NU-SI, ca în circuitul DTL corespunzător (fig. 23.15).

Este important să remarcăm că, deoarece atât bazele tranzistoarelor porții, pe de o parte, cât și colectoarele, pe de altă parte, sunt conectate

Între ele, este posibil ca aceeași funcție logică să fie realizată într-un *dispozitiv multiemitor unic*, arătat în fig. 23.18, *a*¹⁾. Această configurație este ușor de construit în forma unui circuit integrat. Din această cauză

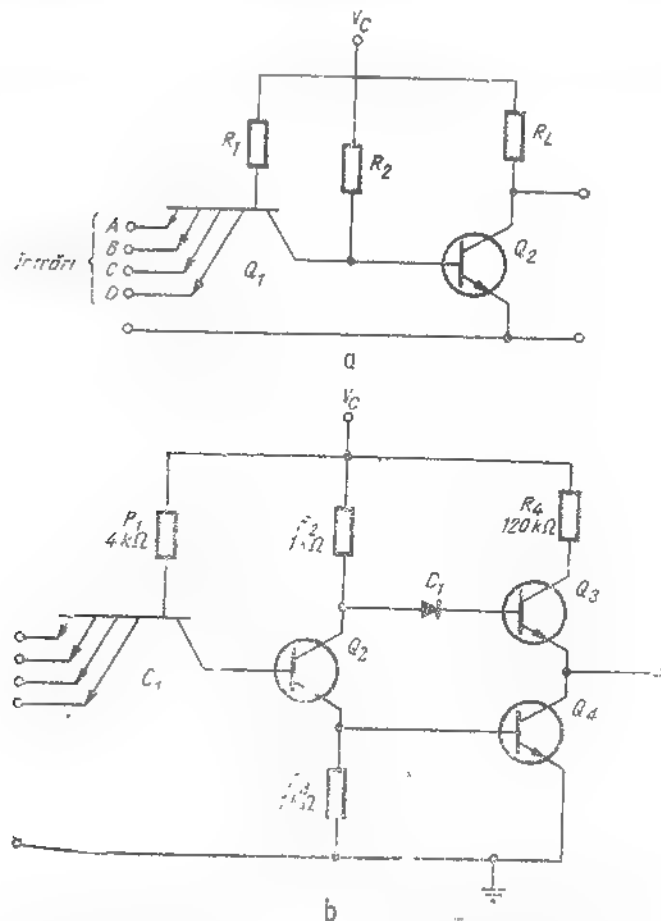


Fig. 23.18. Poartă TTL realizată în varianta multiemitorilor, cu circuite integrate.

dispozitivul multiemitor este folosit de obicei cu unul dintre etajele tampon de ieșire discutate în § 23.2.4. Un exemplu tipic care utilizează etajul tampon din fig. 23.9, *a* este prezentat în fig. 23.18, *b*.

¹ V. zi bibliografia [23.4].

23.4. CIRCUITE LOGICE FĂRĂ SATURAȚIE

Așa cum am indicat în § 22.3.3, sarcina stocată care apare când starea de conducție a unui tranzistor se găsește în regiunea de saturație, conduce la distorsionarea impulsurilor. Întrucât aceste distorsiuni se manifestă prin lărgirea impulsurilor, ele limitează viteza maximă de funcționare a circuitului de comutație. Dacă, așa cum s-a arătat în § 22.4, consecințele neplăcute ale prezentei sarcinii stocate pot fi diminuate cu ajutorul capacităților de accelerare, întârzierea determinată de timpul de stocare nu poate fi eliminată complet în circuitele cu saturație, deoarece valoarea de vârf a curentului de blocare este limitată de circuit.

Pentru a înlătura posibilitățile de saturație a tranzistoarelor, au fost concepute câteva configurații practice de circuit. Acestea evită saturația în una din următoarele căi: fie se folosesc diode de fixare pentru a limita tensiunea colector-bază în așa fel încât joncțiunea de colector nu poate deveni polarizată direct, fie se controlează curentul de colector în starea de conducție în jurul unei valori pentru care căderea de tensiune pe rezistența de sarcină este insuficientă pentru a satura tranzistorul. Vom lua acum în discuție caracteristicile celor două tipuri de circuite de comutație cu tranzistoare menționate pentru care starea de conducție este plasată în regiunea activă în loc de regiunea de saturație.

23.4.1. Folosirea diodelor de fixare pentru evitarea saturației

O cale evidentă pentru prevenirea saturației unui tranzistor în conectarea unei diode de fixare în circuitul de colector (fig. 23.19). Starea de conducție a circuitului inversor se găsește acum în regiunea activă, deoarece dioda legată de terminalul de colector împiedică tensiunea v_2 să scadă mai jos de nivelul $V_B - V_D$, unde V_D este căderea de tensiune pe diodă. Astfel, alegând în mod corespunzător mărimea V_B , joncțiunea de colector rămâne polarizată invers, chiar dacă valoarea curentului de comandă aplicat în bază este mare.

Cu toate acestea, circuitul propus are neajunsuri importante. Dacă vom comuta direct tranzistorul făcând $v_1 = V_{CC}$, curentul de colector va fi

$$i_C = \beta_F i_B = \beta_F \frac{V_{CC}}{R_I}. \quad (23.23)$$

Valoarea mare a curentului de colector — mult mai mare decât I_C , R_I , curentul de colector în absența diodei de fixare — conduce la o sarcină

stocată mare, deoarece în regim staționar (pentru acest circuit, în regiunea activă):

$$q_F = I_B \tau_{BF} = \tau_{BF} \frac{V_C}{R_B} \quad (23.24)$$

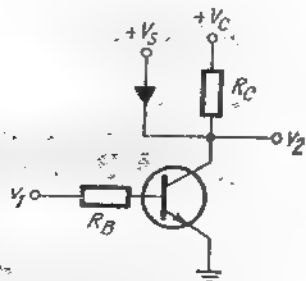


Fig. 23.19. Folosirea unei diode de fixare pentru evitarea intrării tranzistorului în saturație

Mai mult decât atât, prin diodă va circula un curent important așa că în aceasta va fi stocată o sarcină de valoare mare. Datorită acestor două efecte, circuitul fără saturație examinat poate avea un răspuns mai lent în regim tranzitoriu (v. problema P.23.9). Cauza principală a distorsiunii formelor de undă în circuitele logice nu este saturația în sine, ci sarcina acumulată în bază, excesivă în raport cu valoarea necesară pentru a menține curentul de colector dorit. Dificultatea principală legată de funcționarea circuitului din fig. 23.19 constă în faptul că dioda nu are o influență suficientă asupra importantului parametru care este sarcina electrică din bază.

Circuitul din fig. 23.20, a oferă o modalitate mai practică de a evita saturația tranzistorului. Dioda D_1 devine polarizată direct de îndată ce v_i este mai mare decât 1 V. Dioda D_2 devine și ea polarizată direct după ce tensiunea de colector a scăzut la aproximativ 0,6 V, evitând astfel închiderea joncțiunii de colector. Mai important este totuși faptul că dioda D_2 poate acum să transforme o parte a curentului de intrare direct în circuitul de colector, prevenind astfel acumularea unei sarcini excesive în bază.

Pentru a calcula curenții în regimul staționar corespunzător stării de conducție, putem folosi modelul din fig. 23.20, b. Deoarece starea de conducție se găsește în regiunea activă, sînt valabile expresiile:

$$I_S = \frac{V_C - 1,2}{R_B} \quad (23.25)$$

$$I_R = \frac{V_C - 0,6}{R_L} \quad (23.26)$$

$$I_C = -\alpha_F I_E = \alpha_F (I_S + I_R) \quad (23.27)$$

$$\approx V_C \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L} \right) \quad (23.28)$$

Prin urmare

$$q_F = \tau_F I_C = \tau_F V_C \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L} \right) = \frac{\tau_{BF} V_C}{\beta_F} \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L} \right) \quad (23.29)$$

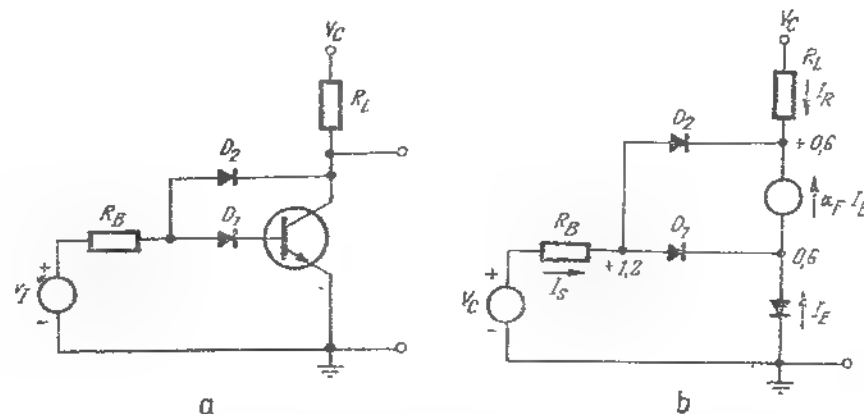


Fig. 23.20. Inversor rapid fără saturație:

a - inversor cu diodă de fixare; b - circuit echivalent pentru stare de conducție.

Compararea rezultatului obținut cu ecuația (23.24) arată că în cazul studiat sarcina stocată este mai mică decât cea corespunzătoare circuitului din fig. 23.19 (raportul acestor două sarcini depășește factorul $1/\beta_F$). Curenții diodelor sînt de asemenea de cel puțin β_F ori mai mici pentru acest circuit decât în fig. 23.19, așa încît se poate realiza o ameliorare substanțială a răspunsului în regim tranzitoriu (v. problema P.23.10), cu condiția ca sarcina dominantă să fie componenta q_F și nu componenta q_{VC} .

23.4.2. Circuite cu cuplaj pe emitor (ECL)

Nu este, în general, posibil să se realizeze circuite de comutație fără saturație, în care saturația să fie evitată prin controlul curentului de bază. Amplificarea de curent β_F variază prea mult de la un tranzistor la altul

pentru a permite un control precis al curentului de colector în stare de conducție cu ajutorul curentului de bază. Pe de altă parte, curentul de colector poate fi controlat — și în felul acesta se poate evita saturația — prin realizarea circuitului de comutație în așa fel, încât curentul de emitor în stare de conducție este strins controlat, fiind independent de nivelul comenzii de bază. Circuitele a căror structură are la bază această idee,

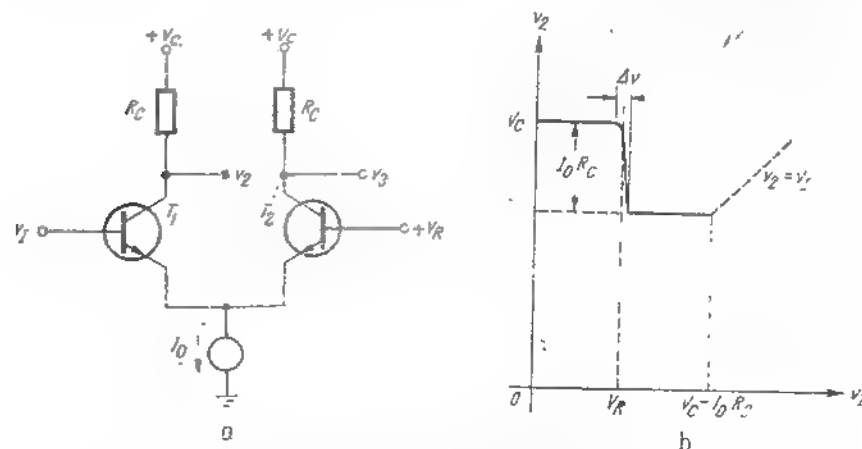


Fig. 23.21. Circuit de cuplaj prin emitor:
a circuit elementar; b caracteristica statică de transfer.

poartă numele de *circuite logice cu cuplaj pe emitor* (EOL). O variantă simplă de circuit EOL se prezintă în fig. 23.21, a. Remarcăm că topologia circuitului este identică cu cea a amplificatorului diferențial discutat în § 7.4.2.

Curentul constant I_0 debitat de sursa de curent, se va divide între emitoarele celor două tranzistoare într-un mod determinat de tensiunea de intrare v_1 . Dacă aceasta este mai mică decât potențialul de referință V_R , tranzistorul T_1 este blocat și întreg curentul I_0 circulă prin tranzistorul T_2 . Circuitul se găsește în stare de blocare, iar tensiunea de ieșire v_2 este egală cu tensiunea de alimentare de colector V_C . Când tensiunea de intrare crește, T_1 începe să conducă, iar curentul I_0 se divide între cele două tranzistoare. În momentul în care v_1 întrece potențialul de referință V_R , dioda de emitor a tranzistorului T_2 este polarizată invers și tot curentul I_0 circulă prin T_1 . Aceasta este starea de conducție a circuitului, caracterizată de o tensiune de ieșire egală cu $V_C - I_0 R_C$. Curentul I_0 este „dirijat” către unul din tranzistoare prin intermediul tensiunii de intrare v_1 . Comportarea circuitului poate fi analizată cu ajutorul caracteristicii statice de transfer din fig. 23.21, b.

Intervalul de valori ale tensiunii de intrare de-a lungul căruia apare tranziția din stare de blocare în stare de conducție, notat cu Δv pe caracteristica statică de transfer, este îngust. Variații de tensiune de numai câteva zeciuni de volt sînt suficiente pentru a transfera curentul de la un tranzistor la altul.

Inflexiunea caracteristicii de transfer la $v_1 = V_C - I_0 R_C$ (punct în care tensiunea v_2 începe să crească odată cu mărirea lui v_1) apare când tranzistorul se saturează. Variantele practice de circuite EOL sînt proiectate astfel, încît să funcționeze în zona inferioară acestui punct, prin restrîngerea gamei de variație a tensiunii de intrare v_1 . Observăm că acest circuit are două ieșiri complementare, v_2 și v_3 (precum și o intrare suplimentară opțională pe baza celui de-al doilea tranzistor). Acest circuit, care reprezintă blocul funcțional de bază al tuturor circuitelor logice cu cuplaj pe emitor, poate fi utilizat, prin urmare, fie ca un amplificator inversor, fie ca unul care nu inversează faza (v. problema P.23.11).

În practică, sursa de curent din fig. 23.21, a este realizată de o rezistență și de o sursă de tensiune negativă, așa cum se arată în fig. 23.22. Această modificare conduce la apariția unei ușoare pante negative a caracteristicii statice de transfer în regiunea corespunzătoare stării de

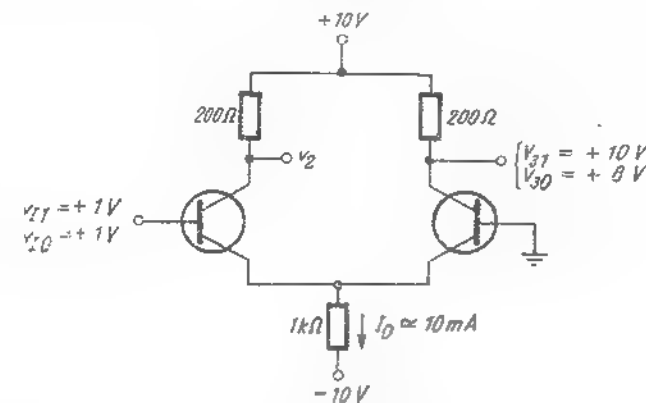


Fig. 23.22. Circuit cu cuplaj prin emitor cu ieșiri complementare.

conducție. Valorile corespunzătoare variabilelor de ieșire sînt aproximative, ele fiind bazate pe presupunerea că $I_0 = 10$ mA. În realitate, curentul de rezistență de emitor este puțin diferit într-o stare față de cealaltă (v. problema P.23.12).

Valorile variabilelor de intrare și de ieșire din fig. 23.22 pun în evidență un dezavantaj al circuitelor EOL: nivelurile de tensiune care corespund

valorilor binare ale variabilei de ieșire sînt deplasate față de nivelurile de tensiune de la intrare. Prin urmare, circuitele ECL nu pot fi conectate în cascadă.

23.4.3. Poarta SAU — (NU — SAU) cu cuplaj pe emitor (ECL)

Fig. 23.23 prezintă structura unei porți logice cu cuplaj pe emitor. Să presupunem mai întâi că la intrările v_A , v_B , v_C este aplicat un semnal negativ. Tranzistorul Q_0 , a cărui bază e conectată la masă, va fi astfel

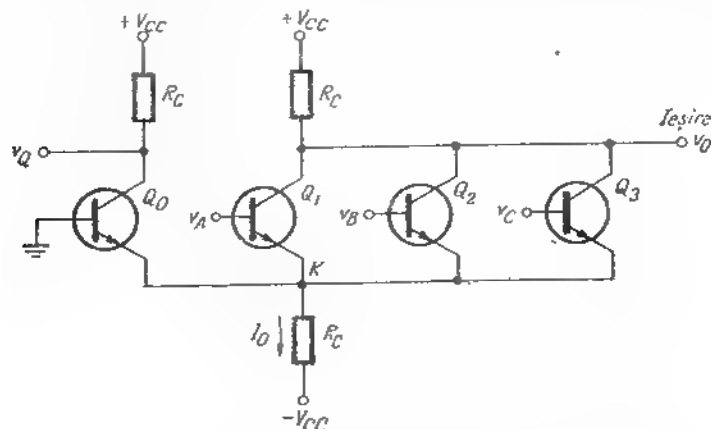


Fig. 23.23. Poartă cu cuplaj prin emitor; poarta realizează funcțiile SAU și NU — SAU.

în stare de conducție cu un curent de colector $I_C \approx I_0$, în timp ce Q_1 , Q_2 , Q_3 vor fi blocate. Dacă acum, una sau mai multe dintre intrările v_A , v_B sau v_C devine pozitivă, tranzistorul (sau tranzistoarele) corespunzător intră în starea de conducție. În acest fel v_O este o funcțiune NU — SAU pentru o reprezentare pozitivă. Funcțiunea SAU este de asemenea disponibilă folosind tensiunea v_O ca semnal de ieșire. Deplasarea de nivel între tensiunile de intrare și de ieșire este prezentă și în acest caz, așa cum se întâmplă pentru inversorul simplu ECL prezentat mai sus.

23.4.4. Metode de cuplaj pentru circuitele cu cuplaj pe emitor (ECL)

În fig. 23.24¹⁾ este ilustrată o modalitate pentru eliminarea neadaptării nivelurilor de curent continuu amintite în secțiunea precedentă.

¹⁾ Vezi bibliografia [23.4].

Ieșirile porții ECL sînt conectate la etajele repetoare pe emitor de la ieșire, care deplasează nivelurile în jos cu aproximativ 0,6 V, asigurînd în același timp posibilitatea debitării unui curent de ieșire de valoare crescută. Prin alegerea judicioasă a tensiunilor de alimentare și a valorilor tensiunilor de semnal se poate realiza adaptarea nivelurilor de intrare și ieșire. Pentru tensiunile de alimentare din figură, vor rezulta nivelurile logice

$$V_0 = -1,6 \text{ V}$$

$$V_1 = -0,75 \text{ V},$$

ceea ce va asigura adaptarea nivelurilor de tensiune pentru intrarea v_1 și ieșirile v_4 și v_5 (v. problema P.23.13).

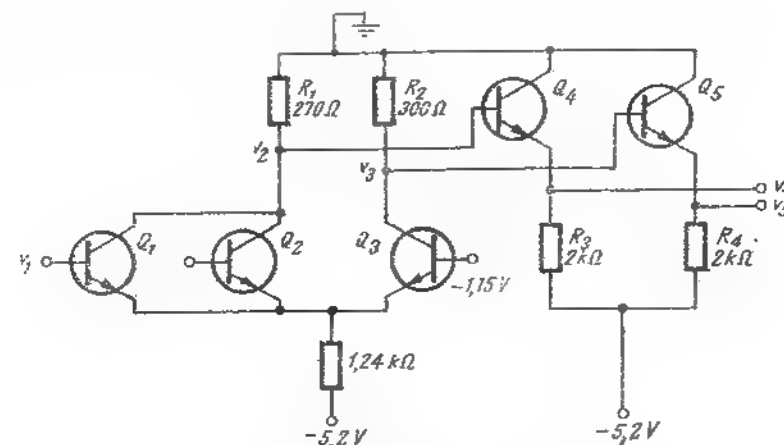


Fig. 23.24. Poartă SAU — (NU — SAU) cu cuplaj pe emitor cu nivele logice de intrare și ieșire compatibile.

Un circuit ECL tipic integrat poate include două porți complete SAU — (NU — SAU) cu câte patru intrări și un tranzistor regulator pentru a asigura potențialul de referință al bazei unuia din tranzistoarele fiecăreia din cele două porți diferențiale ECL, după cum se arată în fig. 23.25.¹⁾ Un avantaj important al unui asemenea circuit integrat constă în faptul că schimbările temperaturii dispozitivelor afectează atât poarta, cât și tranzistorul regulator. Astfel, printr-o proiectare corespunzătoare este posibil să se mențină punctul — prag al porții în centrul regiunii de tranziție, indiferent de valoarea temperaturii.

¹⁾ V. bibliografia [23.5].

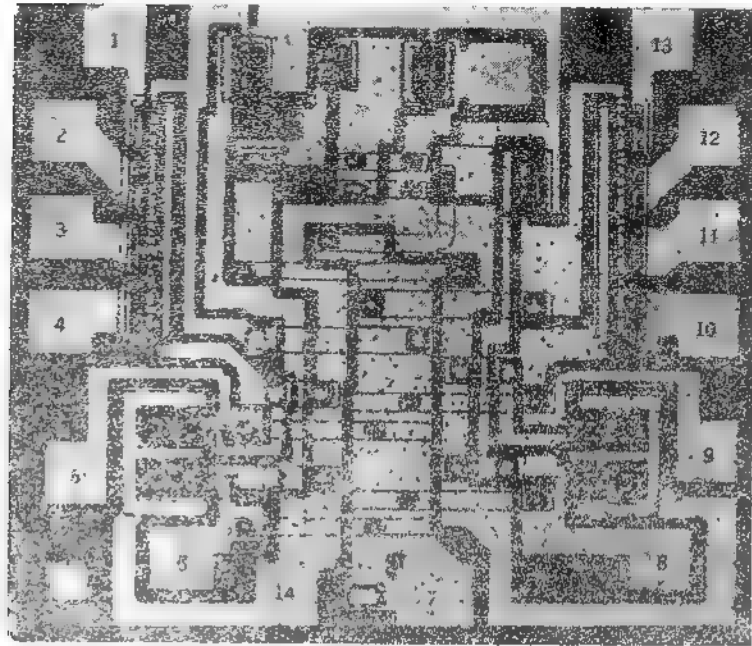
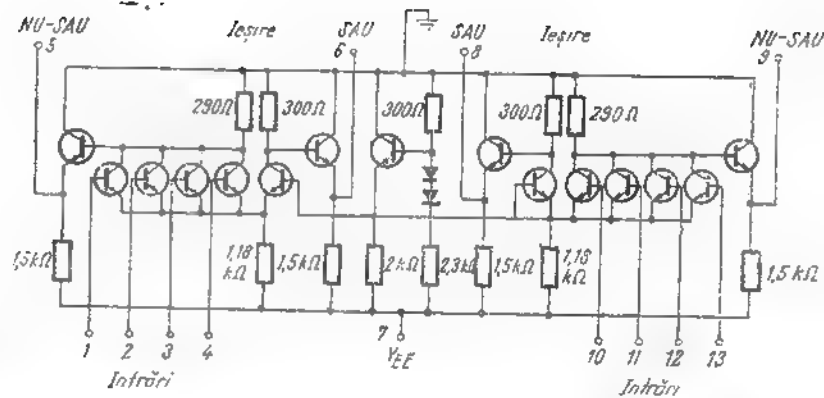


Fig. 23.25 Porț SAU - (NU-SA) duală cu patru intrări, cu circuite integrate:
a - circuit; b - fotografia plăcilor de siliciu pentru circuitul din fig. 23.25a V, și Plasa 4.

23.4.5. Comportarea în regim tranzitoriu a circuitelor cu cuplaj pe emitor (ECL)

Circuitele de comutație cu cuplaj pe emitor pot funcționa mult mai rapid decât circuitele cu saturație realizate cu același tip de tranzistoare. Acest avantaj este datorat în principal faptului că este evitat timpul de stocare (care însoțește inevitabil starea de conducție în regiunea de saturație). În afară de aceasta, circuitele ECL funcționează, în general, cu salturi mici de tensiune și curenți de colector importanți, așa încât variațiile corespunzătoare ale sarcinilor în zonele cu sarcină de volum pot fi realizate mai rapid. În sfârșit, aceste circuite sînt de obicei comandate de surse de semnal cu impedanță internă relativ scăzută, adică etaje de ieșire repetitoare pe emitor ca în poarta precedentă (fig. 23.24). Astfel curentul de vîrf al bazei poate avea o valoare înaltă în timpul schimbărilor de stare, reducându-se în acest fel, timpul necesar pentru modificarea sarcinii acumulate în exces în bază. Acțiunea acestor factori face circuitele ECL de cinci pînă la zece ori mai rapide decât circuitele cu saturație realizate cu tranzistoare comparabile. Desigur, această îmbunătățire se realizează cu prețul unei disipații crescute de putere și al unei complexități mai pronunțate a circuitelor. Ultimul factor are o însemnătate mai redusă dacă circuitele sînt realizate în formă integrată.

Studiul cantitativ al comportării în regim tranzitoriu al unui circuit ECL este mai complicat decît analiza corespunzătoare a unui circuit cu saturație, deoarece circuitul cu cuplaj pe emitor este comandat de o sursă de tensiune scăzută și impedanță internă mică. Prin urmare, curentul de bază nu este determinat numai de parametrii circuitului de comandă și variază substanțial în timpul parcurgerii regiunii active. Pentru aceste motive, metoda aproximativă de analiză folosită în exemplele anterioare nu conduce la rezultate rezonabile. Din această cauză sîntem constrinși să apelăm la analiza cu ajutorul calculatorului.

Examinînd circuitul cu două tranzistoare din fig. 23.26, a, putem ilustra problemele care apar în studiul comportării în regim tranzitoriu și, totodată, putem înțelege natura timpilor de răspuns. Să presupunem că sursa echivalentă Thévenin de tensiune se modifică brusc la $t = 0$ cu o cantitate ΔV - așa cum se arată în figură; această modificare va iniția un regim tranzitoriu care se încheie cînd curentul i_T a fost comutat de la tranzistorul 2 la tranzistorul 1. Scopul analizei constă în a determina timpul necesar pentru producerea acestei schimbări; acest interval de timp este timpul de creștere a unuia dintre curenții de colector, respectiv timpul de cădere a celuiălalt curent de colector. Presupunem totodată că tranzistoarele sînt identice cu cele folosite în analiza circuitelor RTL (în § 23.2.5).

Modelul complet cu parametri controlați prin sarcină pentru circuitul examinat se arată în fig. 23.26, b. Pentru a determina variabilele de stare vom reprezenta structura topologică a circuitului ca în fig. 23.26, c, în care liniile continue reprezintă sursele de tensiune și capacitățile, iar liniile

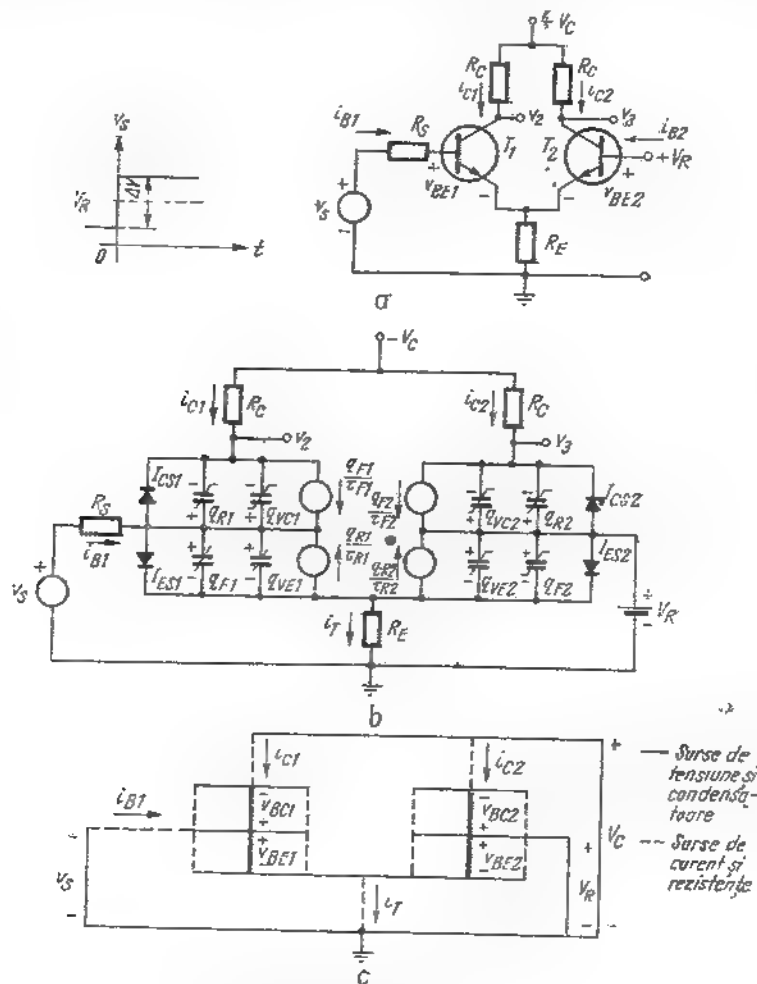


Fig. 23.26. Calculul regimului tranzistoriu la comutarea unui circuit cu cuplaj prin emitor:

a - circuitul; b - modelul circuitului; c - topologia circuitului;

întrerupte — sursele de curent și rezistențele. Arborele format de sursele de tensiune și capacități este evident un arbore propriu. Pentru a descrie tranzistoarele pot fi folosite ecuațiile generale ale metodei sarcinii scrise pentru i_E și i_C , așa cum au fost formulate în § 22.6.2; în acest scop sînt necesare două grupuri de ecuații similare cu ecuațiile (22.62) și (22.63). De asemenea, rezolvarea problemei reclamă folosirea a patru ecuații similare cu (22.67), precum și a relațiilor între fiecare din cele opt sarcini variabile și tensiunile corespunzătoare pe joncțiuni (variabile de stare).

Pentru a completa formularea problemei, vom exprima curenții i_{E1} , i_{C1} , i_{E2} și i_{C2} în funcție de curenții de legătură definiți în fig. 23.26, c. Deoarece i_{C1} și i_{C2} sînt ei înșiși curenți de legătură, relațiile căutate vor fi:

$$i_{E1} = -i_{B1} - i_{C1} \quad (23.30 a)$$

$$i_{E2} = -i_T + i_{B1} + i_{C1} \quad (23.30 b)$$

În sfîrșit, va trebui să exprimăm cei patru curenți de legătură ca funcții de tensiunile — variabile de stare. Relațiile căutate sînt date mai jos, cu ajutorul fig. 23.26, b și c:

$$i_{B1} = \frac{v_i - V_R + v_{BE2} - v_{BE1}}{R_S} \quad (23.31 a)$$

$$i_{C1} = \frac{V_C - V_R + v_{BE2} - v_{BE1} + v_{BC1}}{R_C} \quad (23.31 b)$$

$$i_{C2} = \frac{V_C - V_R + v_{BE2}}{R_C} \quad (23.31 c)$$

$$i_T = \frac{V_R - v_{BE2}}{R_E} \quad (23.31 d)$$

Aceste relații, împreună cu cele care leagă tensiunile de ieșire și variabilele de stare,

$$v_2 = V_R - v_{BE2} + v_{BE1} - v_{BC1} \quad (23.32)$$

$$v_3 = V_R - v_{BC2} \quad (23.33)$$

pot fi acum tratate pe calculator în vederea soluționării. Pentru valorile particulare ale parametrilor date mai sus și presupunînd un semnal treptat

de intrare de 0,9 V, rezultatele sînt reprezentate în fig. 23.27. Așa cum am prevăzut, timpul de creștere al acestui circuit ECL este foarte redus. Întreg regimul tranzitoriu se încheie în aproximativ 2,5 ns, adică mult mai repede decît în cazul porții RTL analizată în § 23.2.5 (v. fig. 23.14).

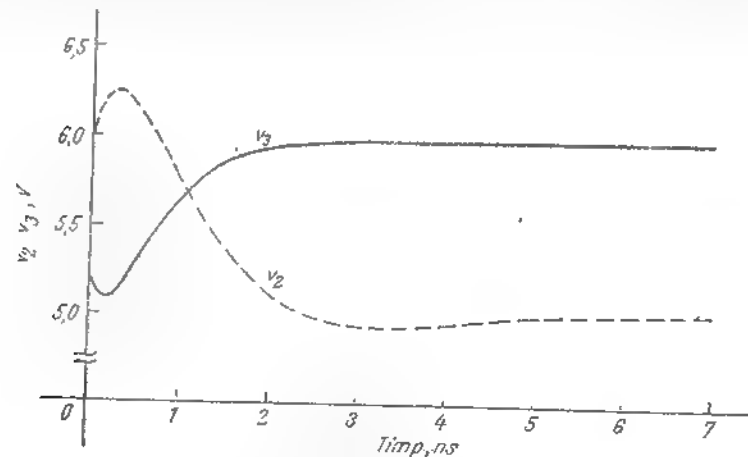


Fig. 23.27. Răspunsul în regim tranzitoriu al circuitului cu cuplaj prin emitor din fig. 23.26, obținut cu ajutorul calculatorului.

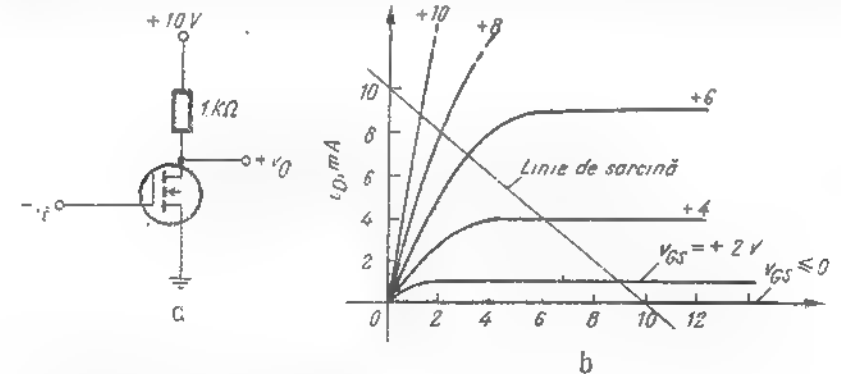
23.5. TRANZISTOARELE CU EFECT DE CÎMP CA ELEMENTE DE COMUTAȚIE

23.5.1. Caracteristici de comutație

Diferitele variante de tranzistoare cu efect de cîmp — cu joncțiuni, cu poartă izolată sau MOS — pot fi folosite ca elemente de comutație în circuitele digitale. Deoarece conducția drenă-sursă, așa cum se arată în fig. 9.14 (care descrie un dispozitiv cu canal n indus), este controlată de tensiunea poartă-sursă, curentul între drenă și sursă poate fi comutat între două valori, una mare și cealaltă suficient de mică, cu ajutorul tensiunii poartă-sursă. Această funcție de control este ilustrată în circuitul din fig. 23.28, în care un dispozitiv cu canal n indus funcționează cu sarcină rezistivă. Dacă folosim reprezentarea pozitivă a stărilor din tabelul 23.2, rezultă din caracteristica de transfer dată în fig. 23.28, c că circuitul MOS funcționează ca un inversor logic.

Tranzistoarele MOS folosite în schemele digitale sînt deseori fabricate în formă de circuite integrate. În asemenea cazuri, este ușor ca în locul

rezistențelor de sarcină folosite în circuitele inversoare să fie introduse alte tranzistoare MOS. De aceea, configurații ca cea arătată în fig. 23.29, a sînt frecvent folosite. În acest circuit tranzistorul T_1 , care funcționează cu poarta conectată la drenă, constituie o sarcină neliniară pentru tranzis-



torul T_2 ; trasarea caracteristicii de sarcină corespunzătoare se poate urmări în fig. 23.29, b. (v problema P 23.15).

Tabelul 23

Starea	Gama valorilor (tensiuni)
0	0 la 4 V
1	6 la 10 V

Dacă dispunem atât de dispozitive cu canal n cît și de dispozitive cu canal p , proprietățile inversorului a cărui sarcină este un alt tranzistor MOS, vor fi substanțial îmbunătățite (fig. 23.20). Cînd tensiunea de intrare v_i este +10V, tranzistorul inferior (cu canal n) conduce, pe cînd tranzistorul superior (cu canal p) este blocat. În acest mod, terminalul de ieșire este conectat la masă și $v_o \approx 0$. Invers, cînd $v_i = 0$, tranzistorul inferior este blocat, iar tranzistorul superior conduce. Terminalul de ieșire este conectat la tensiunea de alimentare de 10V, iar $v_o \approx 10V$. Acest circuit prezintă proprietatea că nu absoarbe curent de la sursa de alimentare — cu excepția intervalelor de tranziție între stări, cînd capacitățile asociate sînt încărcate sau descărcate.

Dinamica procesului de comutare în aceste circuite MOS este determinată de sarcina acumulată în pcartă, care controlează curentul drenă sursă. Din păcate, modelele cu parametri controlați prin sarcină, care

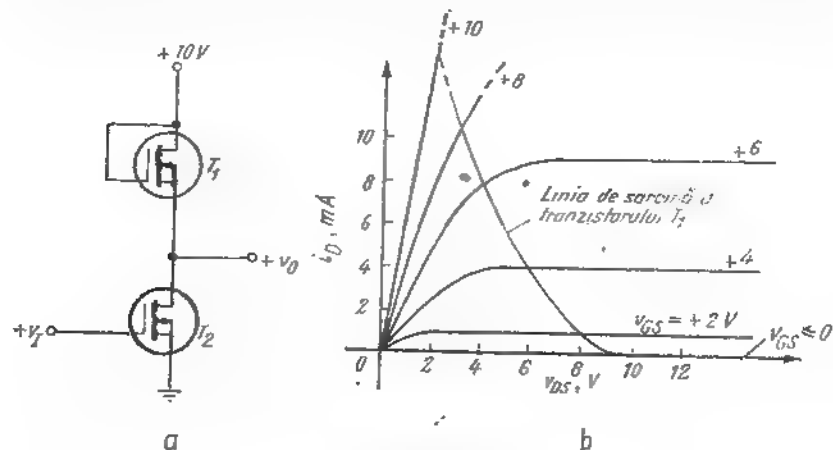


Fig. 23.29. Folosirea unui al doilea tranzistor MOS, ca sarcină neliniară: a - circuitul; b - caracteristicile de ieșire și linia de sarcină.

descriu acest proces, sînt complexe și neliniare. Discuția de mai sus a avut în vedere în special tranzistoarele MOS, fără a se ocupa de tranzistoarele cu efect de câmp cu joncțiune. Pot fi subliniate două cauze prin-

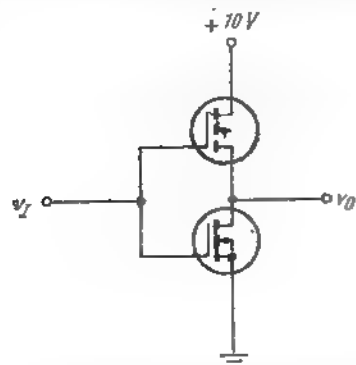


Fig. 23.30. Circuit de comutație cu tranzistoare MOS cu canale complementare.

cipale pentru tratarea în special a tranzistoarelor MOS. În primul rînd, dispozitivele MOS pot funcționa cu canal indus, ceea ce facilitează cuplajul direct între etajele logice. În al doilea rînd, dispozitivele MOS se fabrică

mai ușor în formă integrată. În adevăr, structuri MOS de dimensiuni mari pot fi fabricate în varianta integrată cu mult mai puține dificultăți decît structurile cu tranzistoare bipolare, deoarece tranzistoarele MOS sînt dispozitive cu purtători majoritari care nu reclamă un control strîns al timpului de viață sau al proprietăților joncțiunilor. De aceea structurile digitale integrate pe scară largă care conțin sute de dispozitive active sînt dominate în prezent de tehnologia MOS.

23.5.2. Porți logice MOS

În fig. 23.31 sînt reprezentate două porți simple cu tranzistoare MOS. În ambele cazuri se folosesc dispozitive cu canal n și indus. În circuitul din fig. 23.31, a tensiunea de ieșire v_O este înaltă dacă și numai dacă

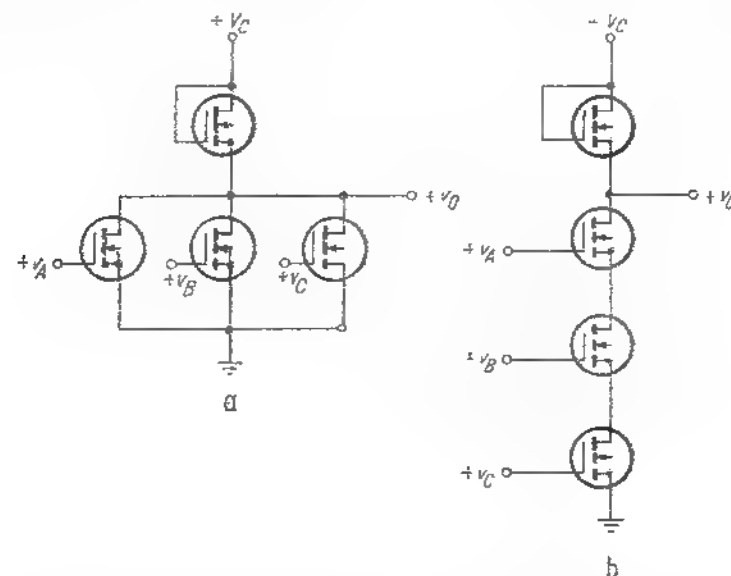


Fig. 23.31. Porți logice cu tranzistoare MOS.

niciuna din mărimile v_A, v_B, v_C nu are o valoare înaltă (adică cele trei tranzistoare inferioare sînt blocate). Prin urmare, pentru o reprezentare pozitivă circuitul este o poartă NU — SAU. În circuitul din fig. 23.31, b tensiunea de ieșire este scăzută dacă și numai dacă v_A, v_B, v_C au valori înalte, cu alte cuvinte dacă cele trei tranzistoare inferioare conduc. Astfel pentru o reprezentare pozitivă, acest circuit este o poartă NU — ȘI.

23.6. DEMONSTRAȚIE EXPERIMENTALĂ DE CURS

Aproape oricare din circuitele examinate în acest capitol pot fi folosite pentru demonstrații experimentale de curs. De exemplu, se pot utiliza circuitele tampon din fig. 23.8 și fig. 23.9 pentru a comanda o sarcină capacitivă. Viteza relativă de răspuns a circuitului de inversare simplu, a celui cu diodă de fixare din fig. 23.19, precum și a circuitului îmbunătățit din fig. 23.20 a poate constitui de asemenea obiectul unei demonstrații experimentale de curs simple. În mod similar, este util să se pună în evidență vitezele relative de răspuns ale diverselor circuite logice (porțile RTL, DTL, ECL).

BIBLIOGRAFIE

- 23.1 J. Millman și H. Taub. *Pulse, Digital, and Sampling Waveforms*, Mc Graw — Hill New York, 1965.
 23.2 J. H. Harris ș.a. *Digital Transistor Circuits*, Wiley, New York, 1966.
 23.3 Fairchild Microcircuits, Fairchild Semiconductor, 1968.
 23.4 W. E. Wickes, *Logic Design with Integrated Circuits*, Wiley, New York, 1968.
 23.5 Motorola *Digital Integrated Circuits*, MECL, Motorola Semiconductor Products, Phoenix, 1967.
 23.6 V. A. Otero, *Simplified Transistor Models for Computer Aided Design*, S.M. Thesis, M.I.T., May 1968.
 23.7 H. Camenzind. *Circuit Design for Integrated Circuits*, Addison — Wesley, Reading, Mass., 1968.

PROBLEME

P.23.1. Să se calculeze valoarea maximă a curentului de sarcină pozitivă I_L care poate fi absorbit de la etajul tampon din fig. 23.8, a, presupunând că sarcina este formată din alte N tranzistoare, ca în fig. 23.7. Să se verifice ecuația (23.11).

P.23.2. Să se reprezinte forma de undă de la ieșirea circuitului din fig. 23.8, a, d, că sarcina este o rezistență de $1\text{ k}\Omega$ în paralel cu o capacitate de 1000 pF . Se presupune că forma de undă de la intrare este un impuls dreptunghiular cu durată de $1\text{ }\mu\text{s}$ și suficient de înalt pentru a satura tranzistorul P_1 ; nu se va ține seama de procesele tranzitorii în interiorul tranzistorului (v. pag. 372).

P.23.3. Să se calculeze valoarea maximă a curentului pozitiv de sarcină I_L pentru circuitul tampon din fig. 23.8, b, în ipoteza că sarcina este o rezistență R_L conectată la masă. Să se determine curentul maxim negativ, presupunând că sarcina este o rezistență R_L conectată cu V_0 . Să se compare rezultatul cu performanțele circuitului tampon simplu din fig. 23.8, a.

P.23.4. Circuitele tampon din fig. 23.8, b și fig. 23.9 sînt deosebit de utile pentru comanda unor sarcini capacitivă, întrucît ele pot debita curenți mari de ambele polarități (din același motiv, aceste circuite pot fi adaptate pentru folosirea în etaje de ieșire ale amplificatoarelor

audio). Să se repete problema P.23.2 pentru aceste circuite, comparîndu-se rezultatele cu cele obținute în problema P. 23.2 pentru circuitul tampon simplu (v. pag. 373).

P.23.5. Să se explice de ce în circuitul tampon din fig. 23.9, b nu este necesară o diodă pe cînd în schema din fig. 23.9, a se utilizează dioda D (v. pag. 376).

P.23.6. Să se calculeze timpul de întârziere pentru tranzistorul T_1 în circuitul examinat în § 23.2.5, fig. 23.10 (v. pag. 379).

P.23.7. Să se calculeze timpul de creștere pentru tranzistorul T_1 în circuitul inversor (RTL) din § 23.2.5, fig. 23.10. Să se confirme valoarea aproximativă $t_r = 3,8\text{ ns}$ dată în text (v. pag. 379).

P.23.8. Să se calculeze timpul de răspuns al circuitului din fig. 23.10 (§ 23.2.5) determinînd timpul de stocare și timpul de scădere pentru tranzistorul T_2 . Să se compare cu rezultatele date în text (v. pag. 380).

P.23.9. Să se calculeze sarcina acumulată în bază în stare de conducție a circuitului din fig. 23.10 presupunînd că dioda lipsește. Să se compare cu ecuația (23.24) și să se comenteze raportul între vitezele de lucru ale celor două circuite (v. pag. 390).

P.23.10. Să se compare sarcina acumulată în bază în stare de conducție a circuitului din fig. 23.20 cu cea calculată în relația (23.24) și cu cea calculată în problema P.23.9. Care dintre circuite este mai rapid? Este răspunsul influențat de capacitatea de barieră? (v. pag. 391).

P.23.11. Să se găsească caracteristica statică de transfer $v_2 = f(v_1)$ pentru circuitul din fig. 23.21 a. Să se reprezinte grafic rezultatele alături de curba din fig. 23.21, b (v. pag. 393).

P.23.12. Circuitul din fig. 23.22 poate fi descris prin două caracteristici statice de transfer care leagă cele două tensiuni de ieșire de tensiunea de intrare. Folosind valorile date în figură, să se calculeze și să se reprezinte grafic (la scară) aceste caracteristici de transfer. Se vor face presupuneri rezonabile asupra comportării statice a tranzistoarelor (v. pag. 393).

P.23.13. Să se determine curbele de transfer $v_2 = f(v_1)$ și $v_3 = f(v_2)$ pentru circuitul cu cuplaj pe emitor din fig. 23.24 și să se verifice că acesta are niveluri logice de intrare și de ieșire compatibile. Se va presupune că în starea de conducție $v_{BE} = 0,7\text{ V}$. Se va folosi reprezentarea pozitivă, cu $V_0 = -1,6\text{ V}$, $V_1 = 0,75\text{ V}$.

P.23.14. Să se recalculeze rezerva de tensiune a circuitului din fig. 23.4, presupunînd că bazele tranzistoarelor sînt conectate la o tensiune negativă de alimentare V_E prin rezistențele R_{B2} . Să se compare rezultatul cu ecuația (23.4) și să se comenteze.

P.23.15. Această problemă se referă la circuitul din fig. 23.29.

a) Observînd că atunci cînd $V_{GS} = v_{DS}$ curentul de drenă al unui tranzistor cu canal indus, pentru care tensiunea de strângere este zero, poate fi scris ca:

$$I_D = K v_{DS}^2,$$

să se estimeze K pentru circuitul ale cărui caracteristici de drenă sînt date în fig. 23.29, b.

b) Să se deducă o expresie pentru caracteristica de sarcină din fig. 23.29, b folosind relația de la a).

c) Să se calculeze și să se reprezinte grafic (la scară) caracteristica de transfer care leagă v_2 de v_1 .

CAPITOLUL 24

CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU MAI MULTE ETAJE REGENERATIVE

CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU MAI MULTE ETAJE REGENERATIVE

- 24.1. *Circuite de comutație regenerativă bistabile*
 - 24.1.1. Circuitul basculant bistabil de bază
 - 24.1.2. Considerații privind stabilitatea
 - 24.1.3. Analiza celor două stări stabile
 - 24.1.4. Calculul factorului de transmisie incremental al buclei de reacție
 - 24.1.5. Condițiile realizării stărilor stabile
 - 24.1.6. Viteza de comutație
 - 24.1.7. Considerații privind comanda basculării
 - 24.1.8. Alte circuite basculante bistabile
- 24.2. *Circuite basculante monostabile*
 - 24.2.1. Circuitul basculant monostabil de bază
 - 24.2.2. Alte circuite basculante monostabile
 - 24.2.3. Condițiile comportării monostabile
- 24.3. *Circuite basculante astabile*
 - 24.3.1. Circuitul basculant astabil cu cuplaje încrucișate
 - 24.3.2. Circuitul basculant astabil cu cuplaj pe emitor
 - 24.3.3. Condițiile funcționării în regim astabil
- 24.4. *Demonstrație experimentală de curs*
 - Bibliografie
 - Probleme

24

Circuite de comutație cu mai multe etaje regenerative

24.1. CIRCUITE DE COMUTAȚIE REGENERATIVE BISTABILE

Circuitele de comutație examinate pînă în prezent se caracterizau prin faptul, că strea lor instantanee, prin urmare valorile instantanee ale variabilelor de ieșire, erau determinate exclusiv de variabilele de intrare existente în momentul considerat. Cu alte cuvinte, cu excepția întârzierilor în timpul regimului tranzitoriu asociat cu procesele dinamice de schimbare a stărilor, semnalul de la ieșirea unui circuit de comutație neregenerativ are o valoare bine determinată pentru o valoare dată a semnalului (sau semnalelor) de intrare în acel moment.

Să ne îndreptăm acum atenția asupra circuitelor de comutație *regenerativă*, caracterizate, în mare, prin faptul că semnalul într-un nod carecare este determinat, în parte, atât de variabilele de ieșire, cît și de cele de intrare. Aceasta înseamnă, că semnalul de la ieșirea circuitului este transmis spre intrare și combinat cu semnalul de intrare, așa încît circuitul prezintă o cale de reacție pozitivă. Această reacție poate fi produsă prin intermediul conectării exterioare a ieșirii unui amplificator cu intrarea acestuia, cît și prin mecanismul de reacție internă specific tranzistoarelor, cum ar fi amplificarea în avalanșă. Cu toate acestea, conceptul de reacție pozitivă constituie o caracteristică care grupează toate circuitele de comutație regenerative.

Așa cum vom vedea, ca o consecință a prezenței reacției pozitive, aceste circuite au ieșiri care depind nu numai de valorile instantanee ale semnalelor de intrare, ci și de evoluția anterioară a acestora. Prin urmare, circuitele de comutație regenerativă au proprietatea de a memora, ceea ce le face foarte utile în practică.

În această secțiune sînt examinate, pe exemplu circuitelor basculante bistabile, problemele principale care intervin în analiza și calculul circuitelor de comutație regenerative: condițiile ce trebuie să le îndeplinească circuitul pentru a face posibilă regenerarea, calculul vitezei de comutație, condițiile de comandă a basculării. Circuitele basculante monostabile și astabile sînt discutate în § 24.2 și 24.3.

24.1.1. Circuitul basculant bistabil de bază

În § 23.2.5 am studiat caracteristica statică de transfer a două inversoare conectate în cascadă. În fig. 24.1, *a* și fig. 24.1, *b* se redau, pentru comoditate, circuitul și forma generală a caracteristicii. Circuitul prezintă o proprietate interesantă care poate fi ușor înțeleasă, examinînd caracteristica de transfer; această caracteristică constă în faptul că tensiunea de ieșire v_2 este egală cu tensiunea v_1 într-un punct al fiecăreia dintre stările de saturație. Această împrejurare sugerează posibilitatea unei experiențe interesante. Ce se va întîmpla dacă vom conecta ieșirea la intrare și vom îndepărta în același timp sursa de semnal de la intrare? Circuitul își va crea singur semnalul de intrare și va menține oricare dintre stările în care găsea în momentul realizării conexiunii. În acest fel circuitul are proprietatea de *memorie*.

Pentru a examina mai detaliat această proprietate nouă, vom interconecta ieșirea tranzistorului T_2 și intrarea tranzistorului T_1 prin intermediul unei surse de tensiune e_{trig} , după cum se arată în fig. 24.1, *c*. Pentru a simplifica analiza vom admite că intrarea circuitului nu reprezintă în mod esențial o sarcină pentru ieșirea acestuia ($R_B \gg R_L$). Prin conectarea ieșirii la intrare, am impus circuitului din fig. 24.1, *a* o condiție liniară:

$$v_1 = v_2 + e_{trig} \quad (24.1)$$

unde e_{trig} este un semnal de comandă care poate fi folosit pentru a forța circuitul să-și schimbe starea. Această condiție, reprezentată împreună cu funcția de transfer în fig. 24.1, *b*, conduce la apariția unui punct de funcționare A_1 , în care tranzistorul T_2 este blocat, iar T_1 — saturat. Dacă e_{trig} este redus la zero, linia care reprezintă condiția impusă intersectează caracteristica de transfer în punctul de funcționare A_2 . În această situație, T_2 rămîne blocat, T_1 este în continuare saturat, iar $v_2 = V_C$. În continuare, dacă e_{trig} devine suficient de negativ, dreapta $v_1 = v_2 + e_{trig}$ nu va mai intersecta caracteristica de transfer la $v_2 = V_C$, ci la $v_2 = 0$. Astfel, circuitul își schimbă brusc starea într-un punct de funcționare B_1 , în care T_2 este saturat iar T_1 este blocat. Dacă e_{trig} redevine acum egal cu zero, circuitul nu și schimbă starea, așa că de această dată, pentru $e_{trig} = 0$, punctul de funcționare este în B_2 , iar $v_2 = 0$. Așadar, ca răspuns la un impuls negativ de tensiune de comandă, circuitul și-a schimbat

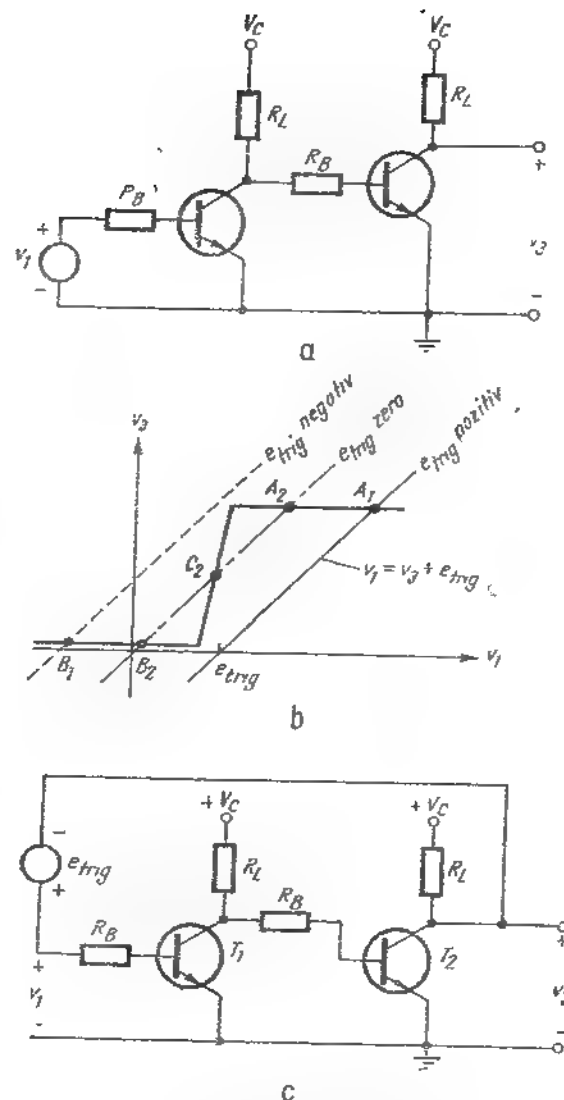


Fig. 24.1. Obținerea circuitului basculant bistabil din două inversoare conectate în cascadă.

starea. Se poate trage concluzia că circuitul din fig. 24.1, *c* are două stări stabile putînd fi determinat să basculeze dintr-o stare stabilă în alta prin aplicarea unui impuls de comandă adecvat. Acest circuit se utilizează pe scară largă în tehnica impulsurilor și în sistemele digitale.

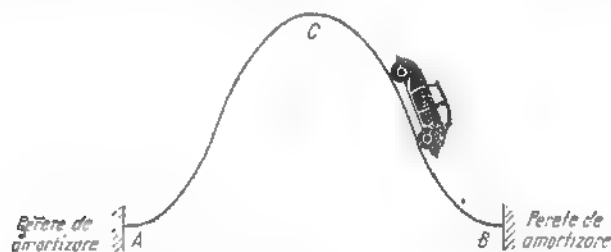


Fig. 24.2. Analogie mecanică pentru circuitul basculant bistabil.

Înțelegerea considerațiilor impuse mai sus poate fi ușurată cu ajutorul unei analogii mecanice simple. În fig. 24.2 este reprezentată o pistă cu două pante opuse, limitată la capete prin pereți de amortizare. Este evident că automobilul care s-ar deplasa pe o astfel de pistă are două puncte de echilibru: *A* și *B*. Dacă automobilul se găsește în punctul *A*, el poate fi forțat „să și schimbe starea” în punctul *B*, prin aplicarea unui impuls de comandă care să-i comunice o energie suficientă pentru depășirea punctului de cotă maximă *C*.

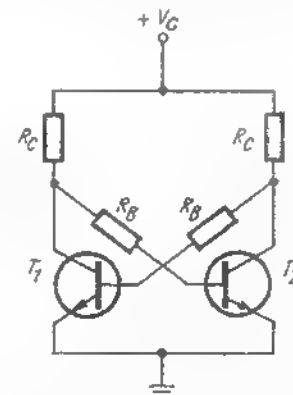
24.1.2. Considerații privind stabilitatea

Condițiile necesare pentru realizarea unei comportări în regim bistabil pot fi explicate în modul cel mai rațional cu ajutorul caracteristicii de transfer din fig. 24.1, *b*. Dacă $e_{reie} = 0$, funcția $v_2 = f(v_1)$ și relația liniară $v_1 = v_2$ prezintă trei puncte de intersecție (cele trei puncte de funcționare posibile sînt notate cu A_2 , B_2 , C_2). Am arătat mai sus că punctele de funcționare A_2 și B_2 sînt stabile, în sensul că dacă circuitul se găsește dintr-unul din aceste puncte, el va rămîne în acea stare un timp oricît de îndelungat, în ipoteza că nu intervine o tensiune care să comande bascularea. Aceste două puncte de funcționare sînt plasate în porțiunile plate ale caracteristicii de transfer, care corespund funcționării unuia dintre cele două tranzistoare în afara regiunii active. În consecință, factorul incremental de transfer pe bucla de reacție este nul în fiecare dintre aceste puncte, ceea ce înseamnă că nu există reacție pozitivă.

Punctul C_2 din fig. 24.1, *b* corespunde funcționării ambelor tranzistoare în regiunea activă; în această situație, partea amplificatoare a circuitului prezintă o *amplificare pozitivă* importantă, ceea ce conduce la existența

unei *reacții pozitive* caracterizată printr-o valoare supraunitară a modului factorului de transfer pe bucla de reacție. Am văzut în cap. 19 care sînt implicațiile întrunirii acestor condiții. Circuitul care se găsește în această stare are un pol în semiplanul drept, iar punctul de funcționare este *instabil*.

Fig. 24.3. Circuit basculant bistabil simetric.



Orice deviație mică, față de poziția de echilibru în acest punct va determina, prin urmare, un proces tranzitoriu care se amplifică în timp, conducînd sistemul departe de punctul C_2 , într-un sens sau altul. Punctul C_2 în fig. 24.1, *b* este, așadar *instabil*, așa cum era punctul *C* în fig. 24.2; sistemele considerate nu se pot găsi niciodată în echilibru în aceste punere.

Ajungem, în acest fel, la concluzia că dispunem de două metode de a determina dacă un circuit ca cel din fig. 24.1, *c* este bistabil și de a orienta calculul unei asemenea structuri. În primul rînd, putem căuta direct existența a două stări stabile. În fiecare din ele cel puțin un tranzistor găsiindu-se în afara regiunii active. Dacă aceste stări există, circuitul va avea proprietatea de bistabilitate. În al doilea rînd, putem analiza circuitul ca un amplificator cu două etaje cu reacție pozitivă, verificînd proprietatea de bistabilitate prin calculul factorului de transfer pe bucla de reacție *T* cu ambele tranzistoare active, după ce ne-am convins în prealabil că o astfel de stare de funcționare există. Condiția necesară pentru existența regiunii de bistabilitate este ca mărimea *T* să fie supraunitară. Aceste două metode de verificare a existenței bistabilității se ilustrează de exemplu pe circuitul din fig. 24.3 care conține schema din fig. 24.1, *c* redescusată într-o manieră convențională.

24.1.3. Analiza celor două stări stabile

Intrucît circuitul din fig. 24.3 este simetric și deoarece presupunem, pentru simplitate, că tranzistoarele sînt identice, vom căuta numai una.

dintre cele două stări stabile; cealaltă stare rezultă din simetria circuitului. Vom admite la început că tranzistorul T_1 este blocat și vom găsi condițiile necesare pentru valabilitatea acestei presupunerii. Dacă T_1 este blocat curentul de bază al tranzistorului T_2 este:

$$i_{B2} = \frac{V_C - v_{BE}}{R_C + R_B} \quad (24.2)$$

Curentul de colector al tranzistorului T_2 este:

$$i_{C2} = \frac{V_C - v_{CE}}{R_C} \quad (24.3)$$

Configurația circuitului ne asigură că, în cazul folosirii unor tranzistoare cu siliciu, T_1 va fi menținut blocat — în acord cu presupunerea noastră inițială — dacă T_2 este saturat, deoarece v_{CE} la saturație este mai mic decât v_{BE} la pragul de intrare în conducție. Saturarea tranzistorului T_2 este realizată dacă:

$$i_{B2} > \frac{i_{C2}}{\beta_F} \quad (24.4)$$

cu alte cuvinte dacă:

$$\frac{V_C - v_{BE}}{R_C + R_B} > \frac{V_C - v_{CE}}{\beta_F R_C} \quad (24.5)$$

Adesea tensiunea de alimentare V_C este sensibil mai mare decât valorile la saturație ale mărimilor v_{BE} și v_{CE} . În aceste condiții, relația (24.5) devine:

$$\beta_F > \frac{R_C + R_B}{R_C} \quad (24.6)$$

Astfel, dacă inegalitatea (24.6) este indeplinită, presupunerea inițială (potrivit căreia T_2 este blocat) este justificată, iar existența a două stări stabile asigurată. Dacă se folosesc tranzistoare cu germaniu, mai ales la temperaturi înalte, diferența între $V_{CE}(\text{sat})$ și v_{BE} la limita de conducție poate fi prea mică pentru a realiza o funcționare sigură. Prin urmare, în asemenea circuite baza este deseori conectată la o tensiune de polarizare (negativă pentru tranzistoarele $n-p-n$), care garantează că joncțiunea de emitor a unui tranzistor este blocată, cînd al doilea tranzistor este saturat.

24.1.4. Calculul factorului de transmisie incremental al buclei de reacție

Pentru a verifica condițiile de bistabilitate de pe poziția teoriei circuitelor cu reacție, vom calcula valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție cu ajutorul modelului incremental (de semnal mic) al circuitului, arătat în fig. 24.4, *a* (trebuie, desigur, să arătăm mai întâi că, în condițiile de polarizare din fig. 24.3, funcționarea cu ambele tranzistoare în regiunea activă este efectiv posibilă). Întrucît nu analizăm acum viteza procesului de comutare în regim de regenerare, modelele care reprezintă tranzistoarele conțin numai paramaterii rezistivi g_m și r_{π} .

Circuitul poate fi privit ca un amplificator cu reacție nod — nod, în care semnalul de ieșire care apare la terminalele $o-o'$ este transferat la terminalele de intrare $i-i'$ prin admitanța de reacție $1/R_B$. Pentru a accentua acest punct de vedere, în fig. 24.4 *a* sînt delimitate circuitul amplificator și circuitul de reacție. Menționăm totuși că, în absența unei surse de semnal la intrare, acest mod de delimitare a componentelor rețelei de reacție este intrinsec arbitrar.

Cu ajutorul fig. 24.4, *a* poate fi calculat factorul de transfer pe bucla de reacție, folosind metodele standard expuse în cap. 18. În acest scop, întrerupem circuitul de reacție la terminalele de intrare și, totodată, așa cum se arată în fig. 24.4, *b* (îinem seamă de efectul de încărcare exercitat de circuitul de reacție la terminalele de intrare ale părții amplificatoare a schemei prin introducerea rezistenței R_B în paralel cu $r_{\pi 1}$). Factorul de transfer pe bucla de reacție se definește ca:

$$T = \frac{I_i}{I_o} \quad (24.7)$$

Dacă $|T|$ este mai mare decât 1, circuitul este bistabil¹⁾.

După cum s-a arătat, modul în care am ales „partea amplificatoare” a schemei analizate și „circuitul de reacție” este oarecum arbitrar în raport cu terminalele de intrare $i-i'$. Prin urmare, sînt posibile și alte variante de alegere a „intrării”, care conduc la variante diferite de calcul al factorului de transfer pe bucla de reacție. În fond, factorul de transfer pe bucla de reacție poate fi calculat, prin întreruperea buclei, în orice punct arbitrar al ei, fără să mai identificăm în vreun fel terminalele de intrare. Amplificarea de tensiune sau amplificarea de curent se determină după întreruperea buclei în punctul ales, după ce la terminalele de ieșire ale amplificatorului rezultat s-a introdus o rezistență pentru simularea efectului de încărcare la aceste terminale, în situația în care bucla de reacție era închisă. De fapt noi încercăm să determinăm capacitatea ampli-

¹⁾ Folosind notația din cap. 19, reacția pozitivă la frecvențe mijlocii implică egalitatea $T = 180^\circ$. Astfel, singura condiție suplimentară necesară pentru instabilitate este $|T| > 1$.

ficatorului din fig. 24.4, a de a debita la ieșire o putere suficientă pentru alimentarea propriei sale intrări. În acest fel, dacă se ține seamă în mod corect de efectele de încărcare, putem verifica instabilitatea circuitului arătând că, fie amplificarea de tensiune pe bucla de reacție, fie amplificarea de curent sau cea de putere, este mai mare decât 1.

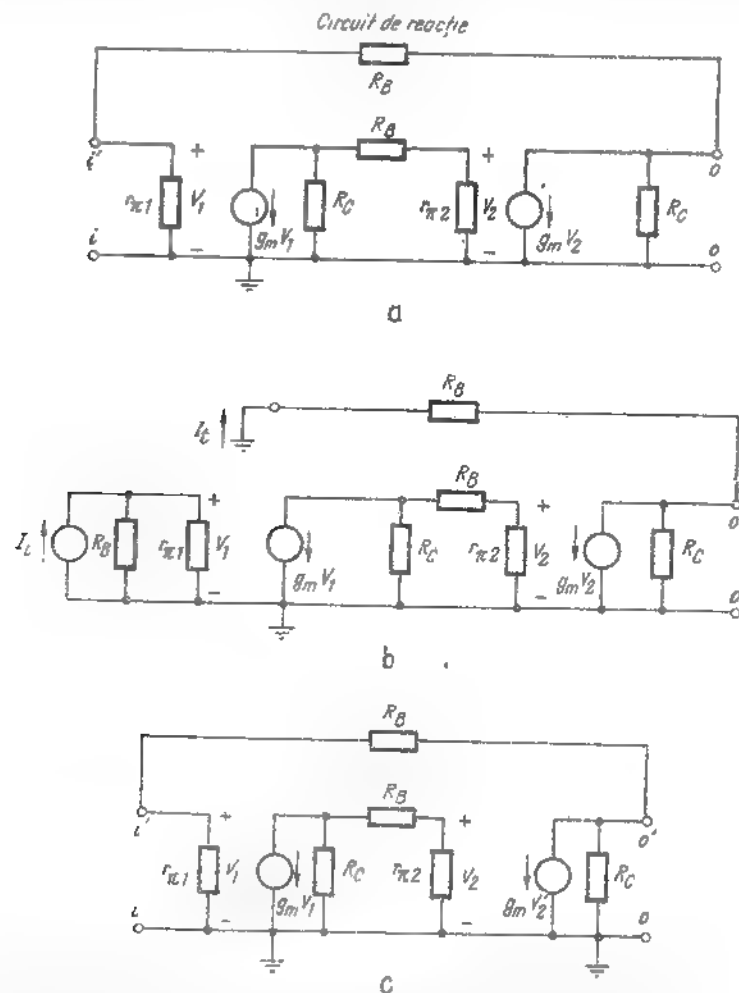


Fig. 24.4. Calculul factorului de transfer pe bucla de reacție pentru circuitul din fig. 24.3.

a - model pentru semnal mic, b - model pentru calculul factorului de transfer pe bucla de reacție, c - întreruperea buclei de reacție în ipoteza că sursa $g_m V_2$ este independentă.

O procedură comodă pentru a calcula factorul de transfer pe bucla de reacție, avînd la bază analiza de mai sus, constă în a întrerupe bucla într-un punct, în care rezistența „de ieșire” a buclei întrerupte este fie foarte înaltă, fie foarte redusă; evident, în acest fel efectele de încărcare sînt minime. De exemplu, în fig. 24.4, c bucla de reacție este întreruptă în vecinătatea celei de a doua surse de curent dependent. Vom presupune că $g_m V_2$ este o sursă independentă și vom calcula modulul factorului de transfer pe bucla de reacție:

$$|T| = \left| \frac{V_2}{V_1} \right|. \quad (24.8)$$

Dacă bucla este întreruptă în acest mod, nu apare nici o schimbare în încărcarea circuitului. Factorul de transfer pe bucla de reacție are expresia:

$$|T| = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \left(\frac{g_{m2} R_C}{R_C + r_{\pi 1} + R_B} \right) r_{\pi 1} \left(\frac{g_{m1} R_C}{R_C + r_{\pi 2} + R_B} \right) r_{\pi 2}. \quad (24.9 a)$$

(v. problemele P 24.1 și P 24.2). Dacă r_{π} este mic față de $R_B + R_C$ (această aproximație este valabilă dacă ambele tranzistoare se găsesc într-un regim de conducție suficient de pronunțat, însă nu mai este corectă atunci cînd unul din tranzistoare funcționează într-un regim apropiat de blocare), relația (24.9 a) devine:

$$|T| = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \left(\frac{\beta_o R_C}{R_C + R_B} \right)^2. \quad (24.9 b)$$

Condiția ca factorul de transfer pe bucla de reacție să fie mai mare decât 1, dată de relația (24.9 b), este identică cu cea din ecuația (24.6), pentru existența celor două stări stabile, în ipoteza că β_o este aproximativ egal cu β_F .

24.1.5. Condițiile realizării stărilor stabile

Putem acum rezuma condițiile necesare și suficiente care asigură funcționarea în regim bistabil a unui circuit basculant:

1. O condiție necesară și suficientă pentru funcționarea în regim bistabil este existența a două stări stabile, de curent continuu, ale circuitului, în fiecare din acestea cel puțin un tranzistor găsindu-se în afara regiunii active.

2. O altă condiție necesară și suficientă pentru bistabilitate reclamă ca valoarea absolută a factorului de transfer incremental pe bucla de reacție, cu ambele tranzistoare funcționând în regiunea activă, să fie mai mare decât 1 la frecvențe joase, într-unul din punctele posibile de funcționare statică (acest punct de funcționare va fi astfel instabil).

Cind se aplică a doua condiție de mai sus, este important să se verifice de asemenea dacă unul dintre tranzistoare este efectiv saturat în punctele A_2 și B_2 din fig. 24.1. Dacă această condiție nu este îndeplinită, procesul de regenerare se poate încheia, înainte ca vreunul dintre dispozitive să iasă din regiunea activă. Deși un asemenea circuit este bistabil într-un sens formal, semnalele sale de ieșire vor fi mai slab cuantificate, iar funcționarea sa va depinde critic de parametrii tranzistoarelor.

24.1.6. Viteza de comutație

Proprietățile dinamice ce caracterizează tranzițiile regenerative între stările stabile ale circuitului basculant bistabil sînt determinate, în principal, de limitările de viteză ale tranzistoarelor. Calculul intervalului de comutare ce începe din momentul în care un impuls de comandă forțează sistemul să intre în regiunea activă — în care factorul de transfer pe bucla de reacție are o valoare mare — și se încheie cind unul din tranzistoare părăsește regiunea activă, conduce la o problemă de analiză neliniară suficient de complicată pentru a face necesare calcule numerice asistate de calculator, mai ales dacă în analiză sînt luate în considerație și efectele sarcinii de volum. Cu toate acestea ne putem face o imagine suficient de apropiată de realitate asupra parametrilor care influențează viteza de comutare, analizînd circuitul din fig. 24.5, *a*; după cum se arată în fig. 24.5, *b*, în analiză se folosește un model simplificat care neglijează efectele capacitive datorite sarcinii electrice de volum. Dacă scriem două ecuații pe contur pentru circuitul analizat, obținem:

$$V_C = (i_{C1} + i_{B2})R_C + i_{B2}R_B - v_{EB2} \quad (24.10 \text{ a})$$

$$V_C = (i_{C2} + i_{B1})R_C + i_{B1}R_B - v_{EB1} \quad (24.10 \text{ b})$$

Ecuațiile date de metoda sarcinii pentru tranzistorul T_1 , în ipoteza funcționării acestuia în regiunea activă și a neglijării mărimilor q_{FE} și q_{VO} sînt:

$$i_{C1} = \frac{q_{F1}}{\tau_F} \quad (24.11 \text{ a})$$

$$i_{B1} = \frac{q_{F1}}{\tau_{BF}} + \frac{dq_{F1}}{dt} \quad (24.11 \text{ b})$$

După ce eliminăm mărimea q_{F1} între cele două ecuații de mai sus ajungem la relația:

$$i_{B1} = \frac{i_{C1}}{\beta_F} + \tau_F \frac{di_{C1}}{dt} \quad (24.12 \text{ a})$$

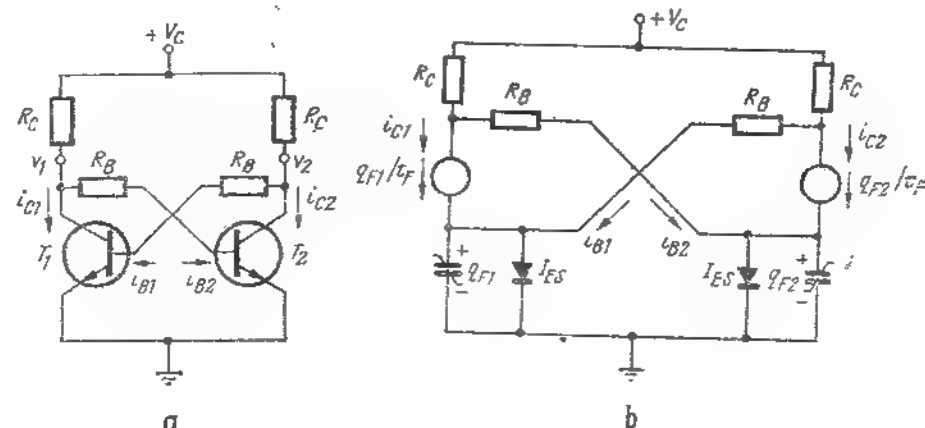


Fig. 24.5. Calculul timpului de răspuns pentru un circuit regenerativ: *a* - circuitul; *b* - modelul cu parametri conectați prin sarcină, pentru regiunea activă.

În mod similar, pentru tranzistorul T_2 putem scrie:

$$i_{B2} = \frac{i_{C2}}{\beta_F} + \tau_F \frac{di_{C2}}{dt} \quad (24.12 \text{ b})$$

Introducînd ultimele relații în ecuațiile (24.10) și presupunînd că tensiunile v_{EB1} și v_{EB2} sînt aproape egale și practic constante (deoarece ambele tranzistoare funcționează în regiunea activă) obținem:

$$Ai_{C1} + i_{C2} + \tau_{BF} \frac{di_{C2}}{dt} = I \quad (24.13 \text{ a})$$

$$i_{C1} + Ai_{C2} + \tau_{BF} \frac{di_{C1}}{dt} = I \quad (24.13 \text{ b})$$

în care

$$A = \frac{\beta_F R_C}{R_C + R_B} \quad (24.14)$$

și

$$I = \beta_F \left(\frac{V_G + v_{BB}}{R_G + R_B} \right). \quad (24.15)$$

Mărimea A este evident amplificarea statică de curent pentru fiecare dintre etaje. Expresia cuprinsă în paranteze în relația (24.15) reprezintă curentul de bază în regim staționar al unuia dintre tranzistoare, cînd celălalt tranzistor este blocat. În acest fel, constanta I este valoarea finală a curentului de colector, dacă regimul tranzitoriu a luat sfîrșit fără a interveni o schimbare de stare. I este, cu alte cuvinte, valoarea curentului de colector, spre care tinde i_C . Observăm că, datorită aproximațiilor făcute, ecuațiile (24.13) sînt ecuații diferențiale liniare de ordinul întâi.

Pentru a găsi frecvențele naturale, vom presupune că i_{C1} și i_{C2} sînt exponențiale complexe, ceea ce ne conduce la următoarele relații pentru amplitudinile complexe:

$$AI_{C1} + I_{C2}(1 + s\tau_{BF}) = I \quad (24.16 \text{ a})$$

$$I_{C1}(1 + s\tau_{BF}) + AI_{C2} = I. \quad (24.16 \text{ b})$$

Ecuația caracteristică se obține din ecuația omogenă rezultată atunci cînd ambele părți drepte ale relațiilor (24.16) sînt egalate cu zero. Forma ecuației caracteristice este:

$$A^2 - (1 + s\tau_{BF})^2 = 0, \quad (24.17)$$

iar frecvențele naturale sînt date de:

$$s_1 = \frac{-1 + A}{\tau_{BF}} \quad (24.18 \text{ a})$$

$$s_2 = \frac{-1 - A}{\tau_{BF}}. \quad (24.18 \text{ b})$$

Frecvența naturală s_2 se găsește întotdeauna în semiplanul stîng. Vom nota însă că, dacă amplificarea de curent A este mai mare decît unitatea (aceasta a fost condiția inițială pentru bistabilitate) s_1 este plasat în semiplanul drept. Dacă valoarea mărimii s_2 dată de relația (24.18 b) este introdusă în oricare din ecuațiile (24.16) (după ce în prealabil partea dreaptă a fost anulată), se va observa că modul caracteristic asociat cu polul s_2 din semiplanul stîng este descris de egalitatea:

$$I_{C1} = I_{C2}. \quad (24.19 \text{ a})$$

Cu alte cuvinte, componentele curentului de colector, care corespund acestui mod simetric de funcționare, se micșorează, ambele, exponențial în timp. Pe de altă parte, modul asociat cu polul s_1 din semiplanul drept, este asimetric, fiind caracterizat de:

$$I_{C1} = -I_{C2}. \quad (24.19 \text{ b})$$

Componentele curentului de colector ce corespund acestui mod variază, prin urmare, în contratimp, valoarea lor absolută fiind crescătoare. Aceasta corespunde situației fizice, în care un curent de colector crește exponențial spre saturație, pe cînd celălalt curent de colector se micșorează exponențial, apropiindu-se de regimul de blocare. În acest fel, modul antisimetric este caracteristic tranziției între stări.

Să admitem acum, că factorul de transfer pe bucla de reacție A , este mult mai mare decît unitatea; din ecuațiile (24.18) și (24.19) se determină soluțiile complete omogene pentru curenții de colector ca funcție de timp, în forma:

$$i_{C1} = K_1 e^{A t / \tau_{BF}} + K_2 e^{-A t / \tau_{BF}} \quad (24.20 \text{ a})$$

$$i_{C2} = -K_1 e^{A t / \tau_{BF}} + K_2 e^{-A t / \tau_{BF}}. \quad (24.20 \text{ b})$$

În fiecare ecuație, primul termen prevalează față de al doilea în fiecare tranziție, fiind crescător în timp, pe cînd al doilea termen scade spre zero. Prima concluzie la care ajungem este, așadar, că potrivit relațiilor (24.20), o comutare rapidă reclamă ca τ_{BF} să fie mic iar factorul de transfer pe bucla de reacție A să fie mare. Viteza de comutare a unui circuit bistabil poate fi crescută prin conectarea unor capacități de accelerare în paralel cu rezistențele de cuplaj între colectoare și baze. Prezența capacităților conduce la valori mai înalte ale factorului de transfer pe bucla de reacție pentru variații rapide ale mărimilor electrice, ceea ce face posibile modificări mai accelerate ale sarcinii electrice înmagazinate în interiorul tranzistoarelor.

24.1.7. Considerații privind comanda basculării

Un circuit basculant bistabil poate fi determinat să schimbe starea în care se găsește, prin intermediul unui simplu impuls de comandă, care antrenează ambele tranzistoare în regiunea activă. Ducînd mai departe analiza anterioară, putem afla cît trebuie să fie de pronunțată intrarea tranzistoarelor în regiunea activă pentru a garanta schimbarea stării circuitului. În primul rînd, vom găsi soluția particulară a ecuațiilor (24.16), făcînd $s = 0$, rezultatul obținut fiind:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I}{A + 1} = \frac{V_G + v_{BB}}{\beta_F R_G + R_C + R_B}. \quad (24.21)$$

Relațiile de mai sus ne dau punctul de echilibru nestabil al circuitului, adică intersecția C_2 din regiunea activă, fig. 24.1 (v. problema P 24.3). Soluțiile complete care dau dependența de timp a curenților de colector sint, așadar,

$$i_{c1} = \frac{I}{A+1} + K_1 e^{\lambda_1 t} + K_2 e^{\lambda_2 t}. \quad (24.22 \text{ a})$$

$$i_{c2} = \frac{I}{A+1} - K_1 e^{\lambda_1 t} + K_2 e^{\lambda_2 t}. \quad (24.22 \text{ b})$$

Constantele K_1 și K_2 din ultimele ecuații se pot determina cu ajutorul condițiilor inițiale pentru curenții de colector. Aceste valori inițiale, pe care le notăm cu I_{C1i} și I_{C2i} , pot fi realizate independent prin aplicarea unor semnale de comandă rațional alese. Egalând i_c cu i_{c1} în ecuațiile (24.22) și luând $t = 0$, ceea ce corespunde momentului în care impulsul de comandă a realizat condițiile inițiale, putem găsi constantele K_1 și K_2 :

$$K_1 = \frac{I_{C1i} - I_{C2i}}{2} \quad (24.23 \text{ a})$$

$$K_2 = \frac{I_{C1i} + I_{C2i}}{2} - \frac{I}{A+1}. \quad (24.23 \text{ b})$$

Putem acum determina condițiile inițiale pentru curenții de colector, condiții care asigură schimbarea stărilor circuitului. Observăm mai întâi că independent de condițiile inițiale, funcția exponențială crescătoare asociată cu s_1 va fi întotdeauna predominantă în soluție. Prin urmare, ne vom concentra atenția numai asupra termenilor exponențiali crescători din ecuațiile (24.22):

$$i_{C1 \text{ (crescător)}} = \frac{I_{C1i} - I_{C2i}}{2} e^{\lambda_1 t}. \quad (24.24 \text{ a})$$

$$i_{C2 \text{ (crescător)}} = \frac{I_{C2i} - I_{C1i}}{2} e^{\lambda_1 t}. \quad (24.24 \text{ b})$$

Cele două relații de mai sus arată, pentru configurația simetrică analizată, că dacă I_{C1i} este mai mare decât I_{C2i} , atunci curentul i_{c1} are o componentă exponențială crescătoare pozitivă, pe cînd i_{c2} are o componentă exponențială negativă; afirmația reciprocă este de asemenea adevărată.

Aceasta înseamnă că, dacă tranzistorul T_1 este inițial blocat, circuitul simetric examinat trebuie astfel comandat, încît I_{C1i} să fie mai mare decît I_{C2i} pentru a asigura comutarea în cealaltă stare. În caz contrar, va exista un răspuns exponențial crescător, însă acesta va „crește” înapoi spre starea inițială (v. problemele P 24.4 și P 24.5). Deoarece am presupus

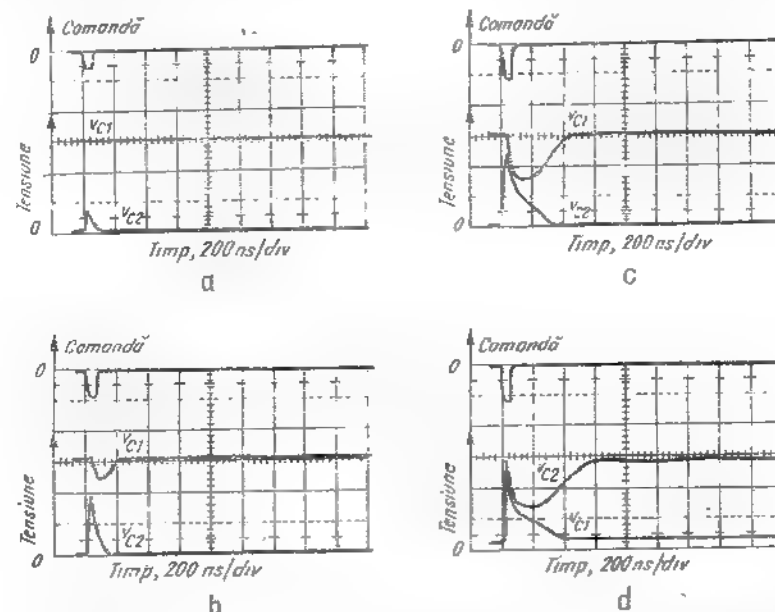


Fig. 24.6. Oscilogramme tensiunilor de colector pentru un circuit basculant bistabil comandat. Succesiunea de oscilogramme arată efectul creșterii amplitudinii impulsului de comandă: a – numai un tranzistor este comandat din saturatie în regiunea activă, nu apare tranziție; b și c – ambele tranziții sînt comandate în regiunea activă dar nu apare tranziție; d – impulsul de comandă e suficient de mare pentru ca formele de undă să se intersecteze și să apară tranziția.

că $i_c = q_F / \tau_F$, condiția de comandă poate fi exprimată de asemenea prin intermediul sarcinilor din baze. Astfel, pentru a asigura trecerea tranzistorului T_1 din regimul de blocare în saturatie, comanda trebuie făcută astfel, încît valoarea inițială a mărimii q_{F1} să fie mai mare decît valoarea inițială a mărimii q_{F2} . În fig. 24.6 sînt clar ilustrate fenomenele descrise, cu ajutorul oscilogramelor formelor de undă pentru un circuit bistabil comandat (detaliile privind circuitul se dau în § 24.4). În fiecare caz, în poziția superioară apare impulsul de comandă, cu o durată de aproximativ 75 ns. Celelalte două mărimi reprezentate sînt tensiunile de colector. În fig. 24.6, a, în regiunea activă intră un singur tranzistor; evident, în acest caz nu are loc o tranziție. În fig. 24.6, c și d

ambele tranzistoare sînt antrenate în regiunea activă. Cu toate acestea, în fig. 24.6, *b* și *c* nu apar tranziții, întrucît nu sînt îndeplinite condițiile inițiale exprimate mai sus: o examinare mai atentă a celor două figuri arată că formele de undă nu se intersectează.

Dacă privim mai îndeaproape fig. 24.6, *c*, constatăm că modul exponențial scăzător predomină în regimul tranzitoriu pe un interval ce durează aproximativ 75 ns după dispariția impulsului de comandă, ceea ce se ilustrează de faptul că cele două forme de undă au aceeași variație (v. ecuația 24.19 a). În restul regimului tranzitoriu domină modul exponențial crescător, iar cele două tensiuni diverg. Cu toate acestea, deoarece comanda a fost insuficientă, formele de undă se întorc la stările lor originale fără ca să apară tranziția.

Curbele din fig. 24.6, *d* reprezintă cazul în care impulsul de comandă a fost suficient de puternic pentru a provoca o tranziție. Observăm că formele de undă ale tensiunilor de colector se intersectează, fiind îndeplinite condițiile pentru I_{C1} și I_{C2} . Regimul tranzitoriu exponențial crescător este din nou predominant după 100 ns, dar de această dată formele de undă se deplasează față de poziția originală, apărînd o tranziție regenerativă.

Pe baza sau pe colectorul oricăruia dintre cele două tranzistoare pot fi aplicate impulsuri de comandă de polarități corespunzătoare, pentru a bloca, de exemplu, un tranzistor care se găsește în stare de conducție, sau pentru a deschide un tranzistor blocat. Un exemplu de comandă pe bază se prezintă în fig. 24.7, *a*. Dacă T_1 conduce, circuitul poate fi comutat în cealaltă stare stabilă prin intermediul unui impuls negativ la intrarea *a*. Acest impuls de comandă trebuie să răspundă eforturilor cerințe. În primul rînd, amplitudinea și durata sa trebuie astfel alese, încît sarcina q_s acumulată în T_1 (tranzistorul deschis) la saturație, să fie evacuată, iar q_{r2} să fie mai mare decît q_{r1} după cum s-a indicat mai sus. În al doilea rînd, impedanța circuitului care generează impulsul de comandă trebuie să fie suficient de înaltă, pentru ca efectul de încărcare pe care îl produce să nu reducă factorul de transfer pe bucla de reacție la o valoare subunitară. Deși circuitul își va schimba starea în asemenea condiții, el nu va comuta în maniera rapidă caracteristică basculării regenerative.

Dacă impulsurile de comandă sînt aplicate simultan pe ambele baze ale circuitului bistabil, apare o situație care poate fi ambiguă. După cum se arată în fig. 24.7, *b*, această ambiguitate poate fi evitată cu ajutorul unei soluții de circuit simplă. În adevăr, rezistențele R_1 produc la catodii diodelor aferente celor două intrări potențiale care depind de starea circuitului; de exemplu, potențialul înalt al colectorului tranzistorului blocat polarizează invers — prin rezistența R_1 — dioda conectată la baza acestuia, inhibînd în acest fel trecerea impulsului de comandă. Pe de altă parte, idoda conectată la baza tranzistorului deschis este ușor polarizată direct, așa încît un impuls de comandă aplicat la intrarea corespunzătoare diodei trece nestingherit.

Structura din fig. 24.7, *b* poate fi folosită pentru a realiza un numărător binar. Oale două intrări pot fi legate împreună astfel ca fiecare impuls de comandă (denumit în acest caz impuls de ceas) să determine schimbarea stării circuitului. În acest fel, ambele tensiuni de ieșire vor parcurge un

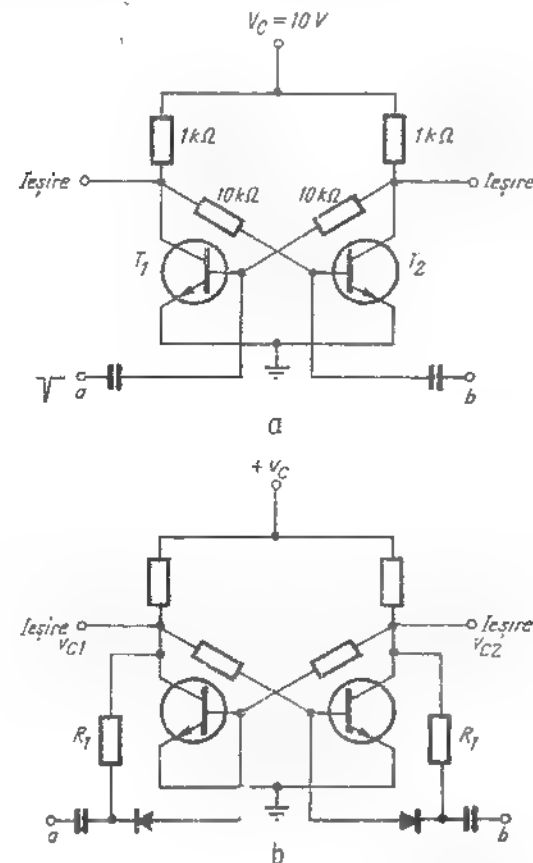


Fig. 24.7. Comanda circuitelor basculante bistabile.

ciclu întreg, odată pentru fiecare două impulsuri de ceas aplicate. Pentru a număra impulsuri în codul binar poate fi folosită conexiunea în cascadă a unor asemenea circuite.

24.1.8. Alte circuite basculante bistabile

Există, desigur, multe alte variante de circuite bistabile cu două tranzistoare. În fig. 24.8, *a* este arătată una dintre acestea, care face uz de proprietățile complementare ale tranzistoarelor *pnp* și *nnp*. O stare stabilă a acestui circuit se caracterizează prin funcționarea ambelor tranzistoare în regim de conducție; în cealaltă stare stabilă, ambele tranzistoare sînt blocate (v. problema P 24.6). Circuitul este util, în particular, dacă aplicația în care se folosește reclamă ca schema să se găsească un timp mult mai îndelungat în starea de blocare decît în starea de conducție. Evident că în aceste condiții, puterea medie consumată poate fi făcută foarte mică.

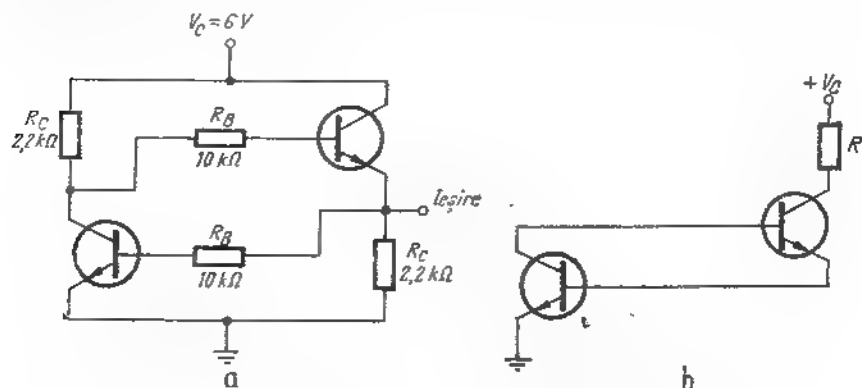


Fig. 24.8. Circuit basculant bistabil cu tranzistoare complementare.

Perechea de tranzistoare *pnp* — *nnp* utilizată în circuitul din fig. 24.8, *a* poate fi realizată tehnologic într-o structură unică. Observăm, în primul rînd, că circuitul va continua să prezinte o comportare bistabilă, chiar dacă R_B devine nul iar R_C — infinit, deoarece schimbările în acest sens contribuie la creșterea factorului de transfer pe bucla de reacție. Singura problemă care apare constă în necesitatea de a adăuga o rezistență exterioară, ca în fig. 24.8, *b* pentru a limita curentul în starea de saturație.

Deoarece regiunea de colector a tranzistorului *pnp* și regiunea de bază a tranzistorului *nnp* au conductivități de același tip și sînt interconectate, ele pot fi fabricate sub forma unui singur strat semiconductor, așa cum se arată în fig. 24.9. În mod similar, regiunea de bază a tranzistorului *pnp* și regiunea de colector a tranzistorului *nnp* pot fi fabricate ca o singură zonă. Structura rezultată este cunoscută sub numele de diodă *pnpn* (diodă cu patru zone) sau, deoarece este realizată în mod obișnuit din siliciu,

sub denumirea de diodă redresoare controlată din siliciu (tiristor). Simbolul său convențional este prezentat în fig. 24.9.

Tiristorul se folosește de obicei ca un element de comutație între terminalele notate cu 1 și 2, numite anod, respectiv catod, starea elementului

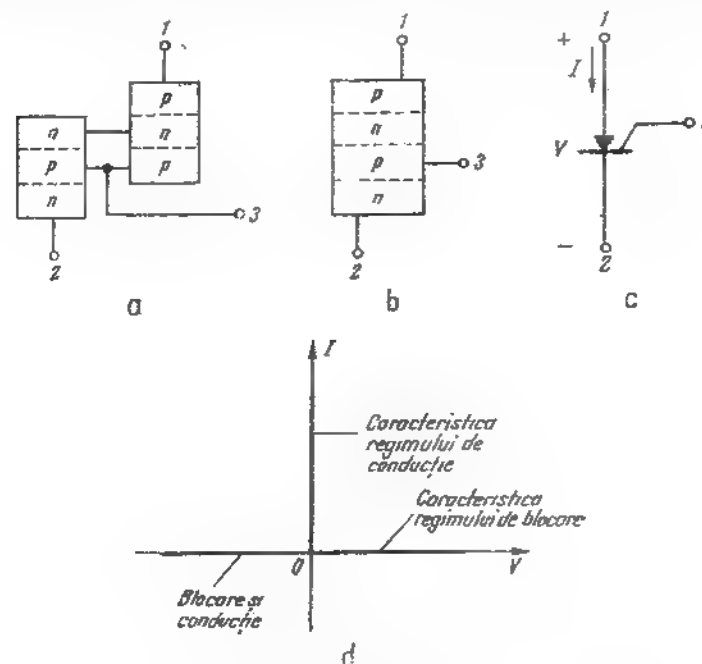


Fig. 24.9. Tiristorul.

a — pereche *pnp* — *nnp*; *b* — structură cu patru straturi; *c* — simbolul de circuit; *d* — caracteristica statică $V-I$.

de comutație fiind controlată cu ajutorul unui impuls aplicat între terminalul 3, denumit poartă și catod. Caracteristica de intrare prezentată de diodă între anod și catod are forma din fig. 24.9, *d*. Cînd V este negativ și circuitul porții este întrerupt, nu există conducție iar I este nul. În această regiune joncțiunile porțiunii *pnp* ale structurii împiedică trecerea curentului. Cînd V devine pozitiv, tiristorul rămîne blocat pînă cînd un impuls pozitiv scurt va atrena ambele tranzistoare — *pnp* și *nnp* — în saturație, acestea rămînînd saturate chiar și după ce impulsul dispăre. În acest fel, dispozitivul își schimbă starea de la situația de circuit întrerupt la cea de scurtcircuit și va conduce atît timp cît I este pozitiv. Această comportare este utilă în sursele de energie care trebuie să prezinte o tensiune variabilă (v. problema P 24.7).

În fig. 24.10 se arată un circuit bistabil fără saturație. În fond, acesta este un circuit cu cuplaj pe emitor, în care curentul constant care circulă prin R_E este comutat de la un tranzistor la altul. Rezistoarele R_1 și R_2 sînt

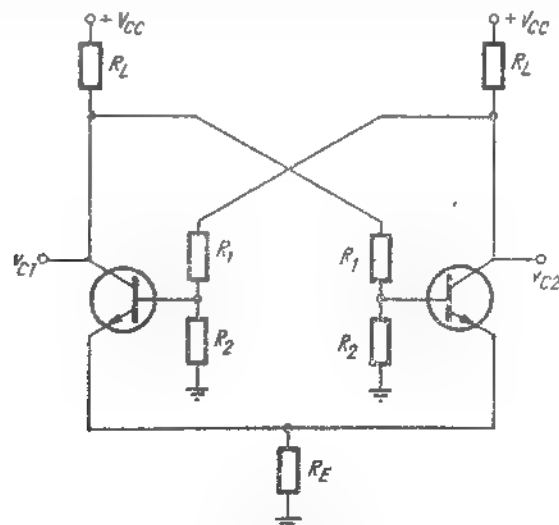


Fig. 24.10. Circuit basculant bistabil fără saturație (cu cuplaj prin emitor).

ajustate în așa fel, încît fiecare tranzistor își poate schimba alternativ starea între regiunile de blocare și de conducție (v. problema P 24.8). Ca toate circuitele cu cuplaj pe emitor, această schemă bistabilă poate realiza o comutare foarte rapidă între stări.

După cum ne putem aștepta, circuitele bistabile integrate disponibile în prezent sînt considerabil mai complexe decît structurile examinate pînă în prezent. Aceasta se datorește posibilității de a implementa în celulele bistabile cu două tranzistoare proprietăți de circuit deosebit de utile, cu un cost suplimentar foarte redus. Un exemplu tipic este reprezentat de circuitul basculant bistabil $J-K$, a cărui formă simplificată este dată în fig. 24.11. Tranzistoarele T_1 și T_2 constituie elementul bistabil de bază al circuitului. Toate celelalte tranzistoare sînt asociate cu realizarea funcțiunilor de comandă. Singura funcțiune a tranzistorului T_3 este, de exemplu, de a plasa circuitul bistabil în ansamblu într-o stare cunoscută — cu T_1 deschis — în orice moment.

Elementul central al circuitului de comandă este tranzistorul T_4 , controlat de poarta NU — SAU formată din tranzistoarele T_5 , T_6 și T_7 .

Dacă toate semnalele de intrare ale acestei porți sînt la nivel scăzut, adică $v_1 = V_{CE}(\text{sat})$, T_3 — în stare de conducție, iar semnalul aplicat pe intrarea de ceas este înalt ($v_2 = V_C$), poarta NU — SAU va fi blocată. În aceste condiții, în baza tranzistorului T_4 va intra, prin rezistența R_5 ,

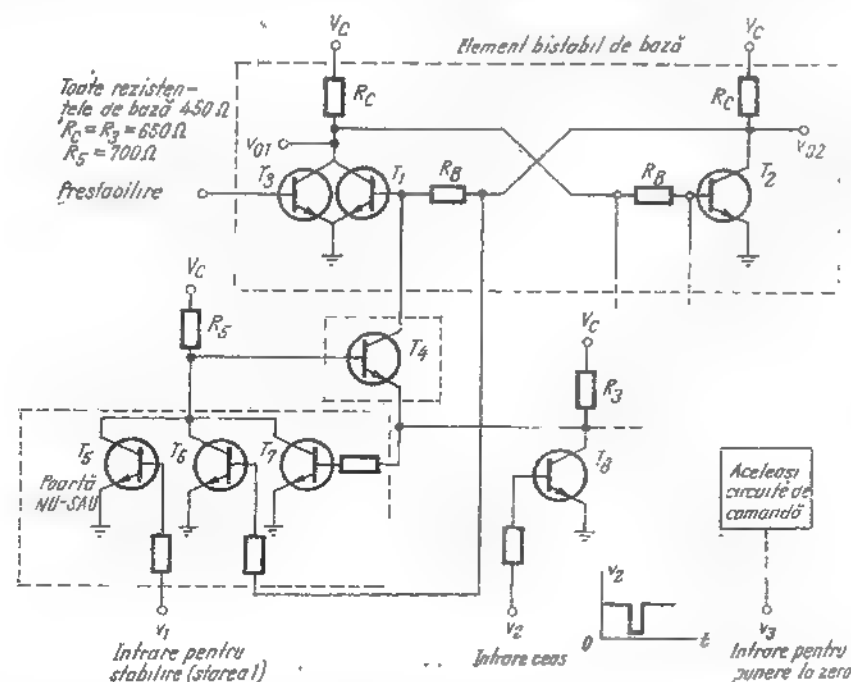


Fig. 24.11. Circuit basculant bistabil $J-K$.

un curent important. Colectorul tranzistorului T_4 este ținut la potențialul $V_{CE}(\text{sat})$ de către tranzistorul T_3 aflat în stare de conducție (acest tranzistor amplifică impulsul de ceas). Emitorul tranzistorului T_4 este conectat de asemenea la potențialul $V_{CE}(\text{sat})$, prin intermediul rezistenței R_5 . Această situație este reprezentată în fig. 24.12, a. Este evident că tranzistorul se află în saturație, curenții de emitor și de colector fiind orientați în afara tranzistorului. Distribuția sarcinii electrice în bază este reprezentată în fig. 24.12, b.

Cînd un impuls de ceas negativ se aplică la intrarea v_2 , T_3 se blochează, iar potențialul colectorului tranzistorului T_4 devine pozitiv, ca urmare a efectului rezistenței R_5 și sursei de alimentare V_C (fig. 24.12, c). Distribuția

sarcinii q_B ia aproape instantaneu forma din fig. 24.12, *d*, ceea ce permite ca un curent de intensitate mare să iasă din emitorul tranzistorului T_4 și să intre în baza tranzistorului T_1 , realizând comutarea directă a acestuia.

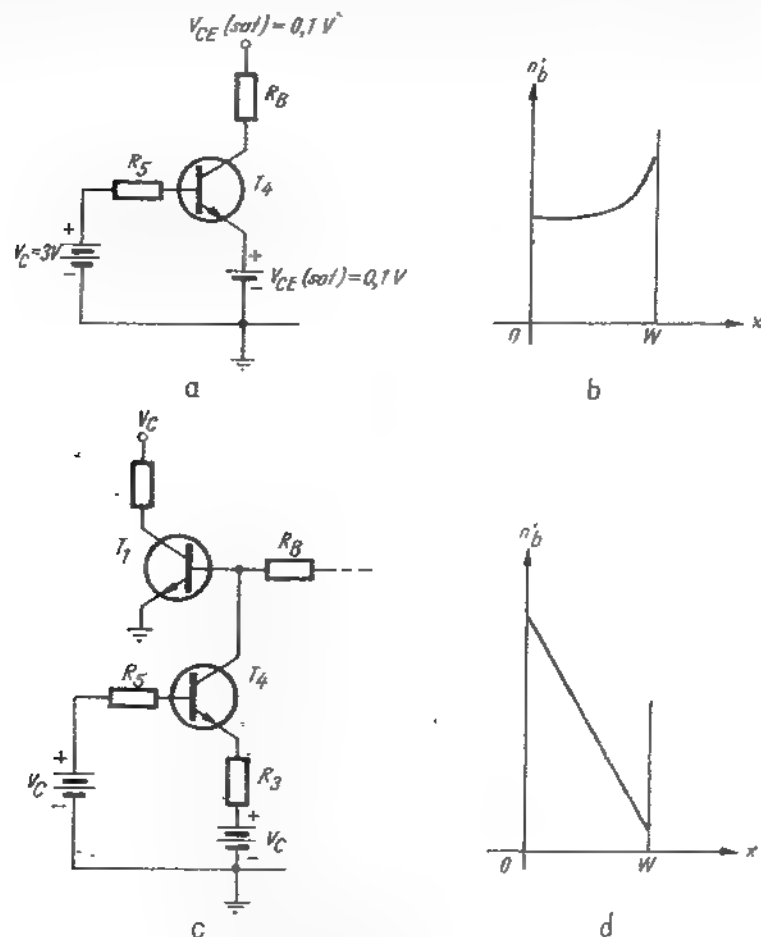


Fig. 24.12. Funcționarea tranzistorului T_4 .

Această manieră de utilizare a modului în care se schimbă distribuția sarcinii q_B permite comanda rapidă și precisă a circuitului.

Acum pot fi ușor înțelese funcțiunile îndeplinite de tranzistoarele T_6 și T_7 ale porții NU — SAU. Tranzistorul T_6 îndeplinește aceeași sarcină

ca diodele din fig. 24.7, *b* — de a sesiza stările circuitului bistabil și de a dirija semnalul de comandă numai către tranzistorul blocat. După ce impulsul de ceas blochează tranzistorul T_6 , tranzistorul T_7 , după trecerea unui interval de întârziere și a unui interval de creștere, comută direct poarta NU — SAU încheind în acest fel înmagazinarea de sarcină în tranzistorul T_4 , în mod independent de durata impulsului de ceas (v. problema P24.9).

Un avantaj particular al circuitului basculant bistabil $J-K$ constă în faptul că, datorită prezenței porții NU — SAU, starea circuitului basculant este previzibilă pentru orice combinație a semnalelor de intrare v_1 , v_2 și v_3 ¹⁾.

24.2. CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE

Un circuit bistabil de comutare poate prezenta o comportare monostabilă, dacă una dintre stările de echilibru este eliminată. O asemenea transformare poate fi realizată prin introducerea unei capacități în unul din circuitele de cuplaj colector-bază.

24.2.1. Circuitul basculant monostabil de bază

Circuitul monostabil din fig. 24.13 conține un cuplaj capacitiv între colectorul tranzistorului T_1 și baza tranzistorului T_2 . Rezistența R_{B2} se alege astfel încât în starea stabilă T_2 să fie saturat. Cuplajul rezistiv realizat prin R_{B1} va menține tranzistorul T_1 blocat. Dacă se aplică un impuls de comandă cu anumiți parametri, după cum s-a arătat în § 24.1.7, va apare un fenomen regenerativ de comutare, iar circuitul va trece într-o stare metastabilă în care T_2 este blocat, iar T_1 — în regim de conducție. În această tranziție inițială, care are loc la $t = 0$, baza tranzistorului T_2 este polarizată negativ la o tensiune egală cu variația mărimii V_{CE1} , așa cum se arată în fig. 24.13, *b*.

În urma tranziției, tranzistorul T_1 este în stare de conducție. Cu toate acestea, T_1 nu poate menține tranzistorul T_2 în stare de blocare un interval de timp oricât de îndelungat, deoarece capacitatea C se descarcă pe rezistența R_{B2} , iar tensiunea între baza tranzistorului T_2 și masă crește exponențial, tinzând către nivelul V_{CE0} cu constanta de timp $R_{B2}C$. Starea metastabilă ia sfârșit în momentul t_1 , când tranzistorul T_2 ajunge la pragul intrării în conducție, cu alte cuvinte, atunci când v_{B2} are o valoare pozitivă de câteva zecimi de volt. În acest punct apare o nouă tranziție regenerativă, în urma căreia T_1 se blochează iar T_2 se saturează.

¹⁾ V. bibliografia [24.1].

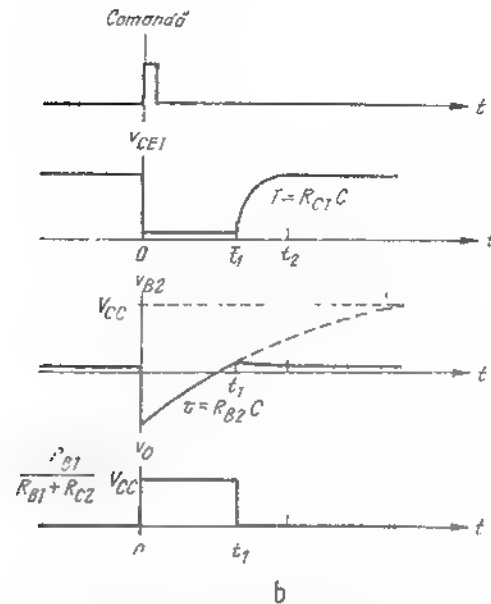
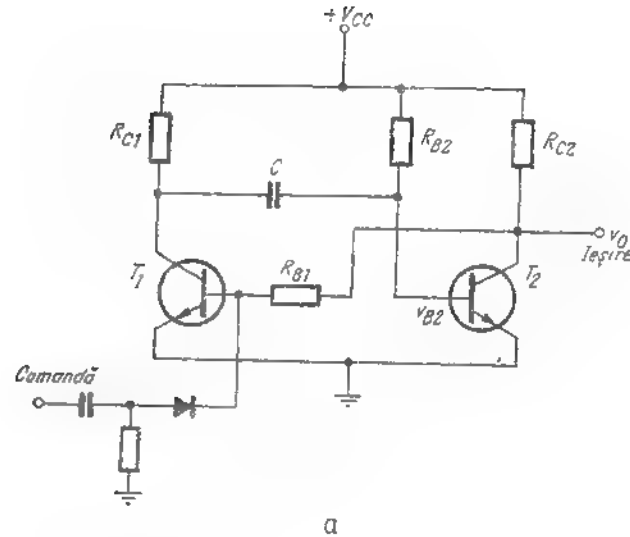


Fig. 24.13. Circuit basculant monostabil de bază :
a — circuitul; b — formele de undă.

Pentru ca circuitul să reatingă echilibrul static corespunzător stării stabile este necesar un anumit interval de timp după momentul t_1 . De-a lungul acestui interval de restabilire capacitatea C se încarcă prin R_{C1} la V_{CC} . Dacă apare o nouă comandă de basculare a circuitului înainte de terminarea intervalului de restabilire, adică înaintea momentului t_2 din fig. 24.13, b, durata stării stabile va scădea.

Lungimea intervalului de timp $0-t_1$ este determinată de încărcarea capacității C . Înaintea basculării circuitului tensiunea la bornele capacității C este :

$$v_C \approx V_{CC} \quad (24.25)$$

Prin urmare, tensiunea v_{B2} a celui de al doilea tranzistor scade pînă la aproximativ $-V_{CC}$ atunci cînd circuitul comută. Întrucît v_{B2} tinde către nivelul $+V_{CC}$, starea metastabilă ia sfîrșit în momentul t_1 , valoarea lui t_1 fiind :

$$t_1 \approx R_{B2}C \ln 2 \approx 0,69 R_{B2}C \quad (24.26)$$

(v. problema P24.10). Este de remarcat faptul că durata intervalului de timp în care circuitul se găsește în starea metastabilă, este controlată, în principal, de elementele pasive de circuit. Din această cauză, circuitele monostabile sînt în mod frecvent utilizate pentru a genera impulsuri cu amplitudine și durată precise, ca răspuns la acțiunea unui impuls de comandă.

Circuitul monostabil din fig. 24.13, a poate fi, de asemenea, polarizat astfel, încît în starea stabilă tranzistorul T_2 să fie blocat, prin conectarea rezistenței R_{B2} la o sursă de tensiune negativă, în loc de V_{CC} . În această variantă, lungimea intervalelor de timp care formează ciclul de basculare va depinde mai critic de parametrii tranzistoarelor, decît în cazul configurației originale a circuitului. Prin urmare, a doua configurație se va caracteriza printr-o stabilitate mai redusă a duratei impulsurilor generate.

24.2.2. Alte circuite basculante monostabile

În fig. 24.14 este prezentat un circuit monostabil cu cuplaj pe emitor. Deoarece rezistența R_{B2} este conectată la V_{CC} , în starea stabilă tranzistorul T_1 este blocat iar T_2 — în conducție. Cînd circuitul este basculat în starea metastabilă, T_2 este blocat, iar intervalul în care se formează impulsul generat se încheie în momentul în care tensiunea bază-emitor a acestui tranzistor ajunge la pragul intrării în conducție.

Fig. 24.15 conține un circuit monostabil cu tranzistoare complementare (pnp și npn). Diferența acestei structuri față de circuitul bistabil corespunzător constă în faptul că o rezistență de cuplaj este înlocuită

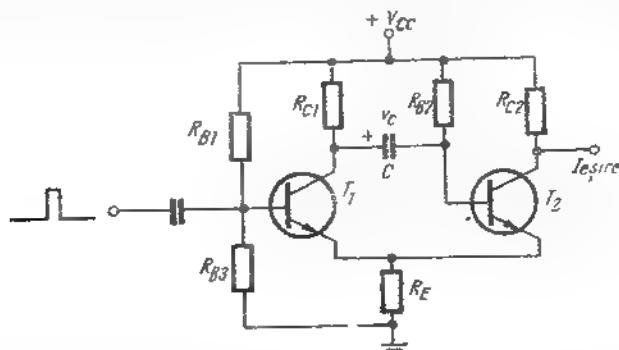


Fig. 24.14. Circuit basculant monostabil cu cuplaj prin emitor.

printr-o capacitate, iar între baza tranzistorului npn și masă este conectată o rezistență. Pentru a provoca o tranziție în starea metastabilă, la baza tranzistorului T_2 se aplică un impuls negativ de comandă (v. problema 24.11).

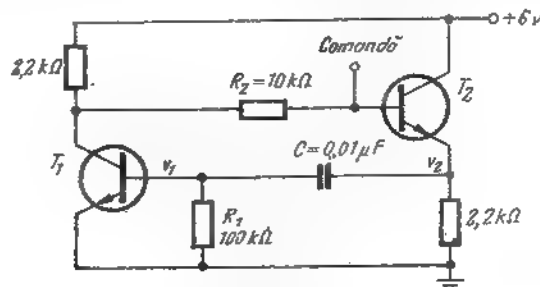


Fig. 24.15. Circuit basculant monostabil cu tranzistoare complementare.

24.2.3. Condițiile comportării monostabile

Singura diferență între circuitele monostabile și bistabile constă în înlocuirea unei rezistențe cu o capacitate în unul din circuitele de cuplaj între etaje. Această înlocuire va modifica comportarea circuitului la frecvențe joase — adică va determina existența unei singure stări stabile,

în loc de două —, însă nu va atrage după sine schimbarea comportării la frecvențe medii. Astfel, condiția de bază ce trebuie îndeplinită de factorul de transfer pe bucla de reacție pentru a asigura comportarea regenerativă, $|T| > 1$ va continua să fie valabilă pentru circuitul monostabil. De această dată însă, condiția menționată va fi valabilă la frecvențe mijlocii, fără a mai fi îndeplinită în curent continuu.

Rezultă că pentru comportarea monostabilă a unui circuit este necesară și suficientă îndeplinirea simultană a următoarelor condiții:

1. Când capacitatea (sau capacitățile) se îndepărtează, trebuie să existe o singură stare stabilă. În cazul circuitelor cu tranzistoare identice, un tranzistor urmează să fie blocat, iar cel de al doilea, activ sau saturat. Pentru structura cu tranzistoare complementare, ambele dispozitive trebuie să fie blocate sau saturate.

2. Circuitul de cuplaj în curent continuu trebuie să asigure funcționarea simultană a ambelor tranzistoare în regiunea activă.

3. Pentru a asigura comportarea regenerativă în această stare activă, valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție la o frecvență oarecare, alta decât $f = 0$, trebuie să fie mai mare decât unitatea, iar reacția trebuie să fie pozitivă.

Dacă aceste trei condiții sînt îndeplinite, existența unei stări metastabile este asigurată, iar circuitul va prezenta o comportare monostabilă.

Satisfacerea condițiilor de mai sus este ușor de verificat pentru circuitul din fig. 24.13. Prima condiție este legată numai de polarizarea în curent continuu, așa că poate fi verificată pe circuitul obținut cu capacitatea C îndepărtată. A doua condiție aplicată circuitului examinat reclamă existența unui nivel de tensiune continuă V_{B2} , pentru care atât T_1 cât și T_2 funcționează în regiunea activă. Dacă această condiție este îndeplinită, trebuie calculat factorul de transfer pe bucla de reacție folosind un model diferențial pentru regiunea activă, cu capacitatea C scurtcircuitată; în acest fel se verifică dacă reacția este pozitivă iar valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție — supraunitară (v. problema P24.12).

24.3. CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE

24.3.1. Circuitul basculant astabil cu cuplaje înecuișate

Un circuit de comutație regenerativ, care nu are stări stabile și care, prin urmare, basculează continuu și alternativ între două stări metastabile se numește circuit basculant astabil. Oricare circuit monostabil poate fi determinat să prezinte o comportare astabilă prin modificarea polarizării și cuplajului în curent continuu, astfel încît ambele tranzis-

toare să funcționeze în regiunea activă atunci când elementul acumulator de energie este îndepărtat. Cu toate acestea, circuitele practice cu cuplaje încrucișate se realizează rar în acest mod, deoarece este dificil să se garanteze îndeplinirea condiției referitoare la polarizare în regiunea activă pentru variațiile parametrilor componentelor pasive și tranzistoarelor, corespunzătoare cazului cel mai defavorabil. De aceea, majoritatea circuitelor basculante astabile cu cuplaje încrucișate conțin două capacități (ca în fig. 24.16), întrucât în acest caz condițiile de polarizare a celor două tranzistoare pot fi realizate independent (observăm că, așa cum se va vedea mai jos, circuitele monostabile cu cuplaj pe emitor pot funcționa în mod satisfăcător cu o singură capacitate dacă se folosesc rezistențe de emitor independente).

Să examinăm funcționarea circuitului cu cuplaje încrucișate din fig. 24.16, a. Când capacitățile lipsesc, circuitul de polarizare asigură în mod automat funcționarea tranzistoarelor în regiunea activă, independent de valorile rezistențelor și parametrilor tranzistoarelor. Dacă reconectăm capacitățile în circuit, reacția pozitivă va antrena circuitul din regiunea cuasi-liniară în una din stările de saturație. Totuși, această situație nu se poate menține, deoarece sarcinile cu care sînt încărcate capacitățile se modifică, conducînd circuitul spre starea staționară în care ambele tranzistoare sînt active. Astfel, circuitul va ajunge la un moment dat în starea activă și va parcurge o tranziție regenerativă, prin regiunea cuasi-liniară, trecînd în a doua stare de saturație, în care se va găsi un interval de timp egal cu durata de existență a celei de a doua stări metastabile (v. problema P24.13).

Formele de undă tipice corespunzătoare circuitului sînt date în fig. 24.16, c. Observăm că pentru a activa circuitul nu este necesară aplicarea unui impuls de comandă. În fapt, circuitul este un oscilator neliniar, ceea ce determină folosirea sa pentru generarea formelor de undă periodice și a succesiunilor de impulsuri.

O formă convențională a circuitului astabil cu cuplaje încrucișate este prezentată în fig. 24.16, b. Când capacitățile din circuit sînt îndepărtate, ambele tranzistoare se saturează. Totuși, circuitul se va comporta ca un multivibrator astabil, oscilînd cea mai mare parte a timpului, deoarece schema nu ajunge în starea stabilă cu ambele tranzistoare saturate simultan. Un asemenea circuit potențial stabil este nesigur în funcționare. Conectînd pentru un timp unul din colectoare la masă, vom anula factorul de transfer pe bucla de reacție și în același timp, satura ambele tranzistoare. Circuitul se va găsi în această stare pînă va primi o comandă din exterior (de exemplu, prin deconectarea sursei de alimentare). Din această cauză, ca o condiție a comportării astabile, se formulează o cerință privind polarizarea pentru regiunea activă, excluzînd în acest fel circuite ca cel din fig. 24.16, b.

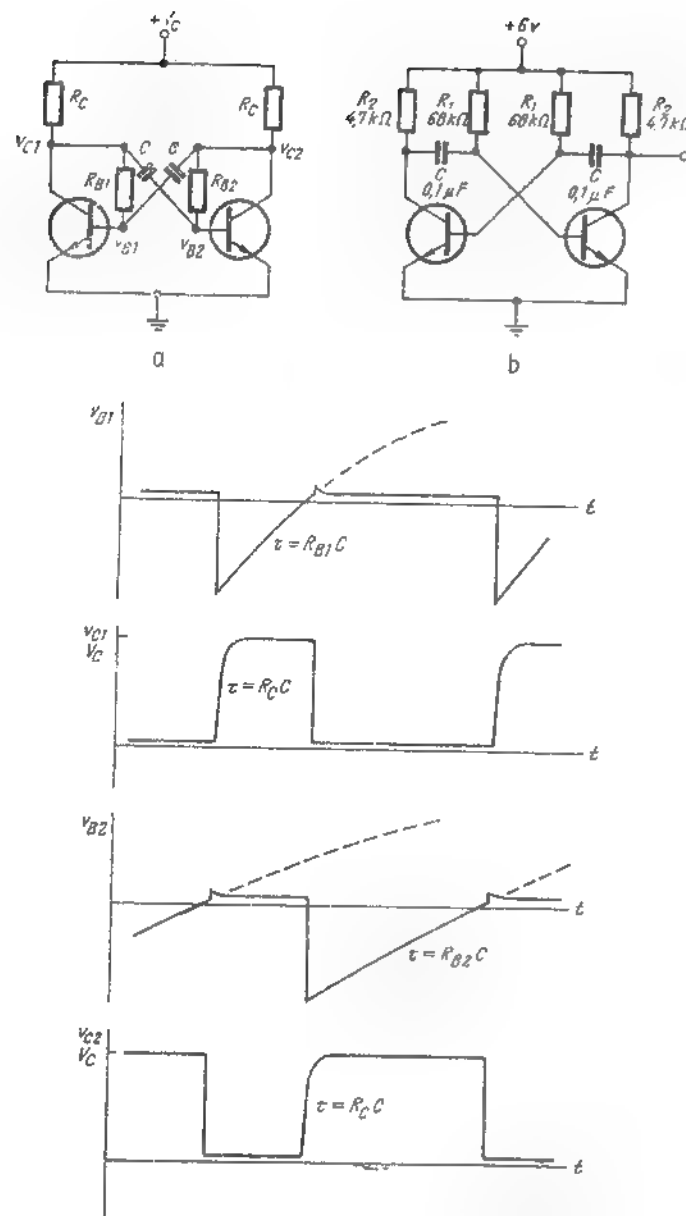


Fig. 24.16. Circuite basculante astabile cu cuplaje încrucișate.

24.3.2. Circuitul basculant astabil cu cuplaj pe emitor

În fig. 24.17 sînt prezentate două variante tipice de circuite astabile cu cuplaj pe emitor. Circuitul din fig. 24.17, *a* funcționează satisfăcător cu o singură capacitate, deoarece rezistențele de emitor independente asigură puncte stabile de funcționare în curent continuu în regiunea activă.

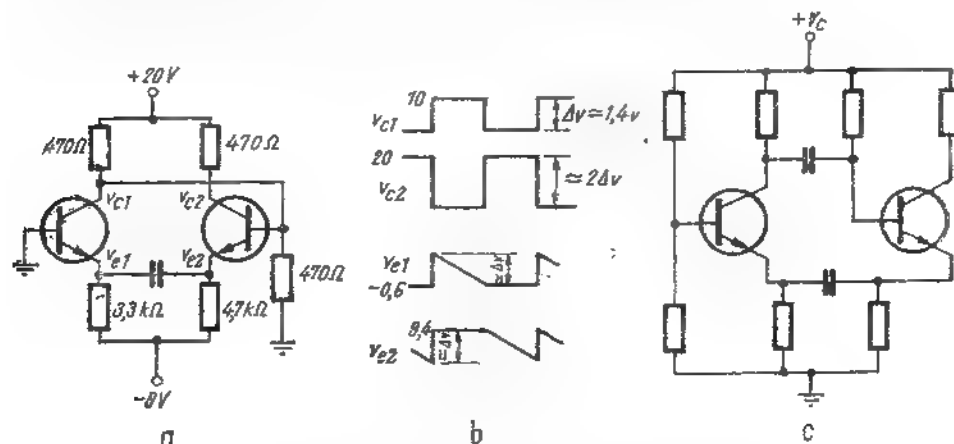


Fig. 24.17. Circuit basculant astabil cu cuplaj prin emitor:

a — circuit cu o singură capacitate; *b* — formele de undă pentru circuitul din *a*; *c* — circuit cu două capacități.

În acest caz particular, valorile rezistențelor se aleg astfel, încît tranzistoarele să nu se satureze nici un moment în decursul ciclului de funcționare, iar variațiile tensiunilor de colector sînt reduse. Pe această cale, se pot realiza viteze ridicate de lucru: frecvențe de repetiție de 10 MHz și timpi de creștere de 10 ns¹⁾.

24.3.3. Condițiile funcționării în regim astabil

Cele două condiții a căror îndeplinire simultană este necesară și suficientă pentru asigurarea funcționării în regim astabil a unui circuit sînt următoarele:

— punctul static de funcționare a circuitului în absența capacităților trebuie să fie astfel plasat, încît ambele tranzistoare să se găsească în regiunea activă;

¹⁾ V. bibliografia [24.2].

— în regiunea activă, valoarea absolută a factorului de transfer pe bucla de reacție trebuie să fie supraunitară, la o anumită frecvență nenulă, pentru a asigura posibilitatea procesului de regenerare; în curent continuu, factorul de transfer pe bucla de reacție trebuie să fie subunitar, pentru a preveni modul bistabil de funcționare.

Verificarea acestor condiții pe o configurație specifică de circuit este foarte simplă. De exemplu, dacă se îndepărtează capacitățile circuitului din fig. 24.16, *a*, este evident că tranzistoarele vor fi polarizate în regiunea activă. Dacă prima condiție este satisfăcută, trebuie calculat factorul de transfer pe bucla de reacție cu ajutorul unui model diferențial al regiunii active cu ambele capacități de cuplaj scurtcircuitate și verificat dacă modulul acestei mărimi este mai mare decît 1. Factorul de transfer pe bucla de reacție al acestui circuit este nul la $f = 0$, prin urmare condiția finală este îndeplinită, ceea ce asigură comportarea astabilă.

24.4. DEMONSTRAȚIE EXPERIMENTALĂ DE CURS

Formele de undă specifice circuitelor digitale, mai ales regimurile tranzitorii ce apar la comutarea circuitelor poartă și semnalele de ieșire ale circuitelor basculante sînt suficient de expresive, așa că, pentru a realiza ilustrări experimentale interesante și cu un conținut de informație suficient, nu este nevoie de circuite speciale sau aparatură mai deosebită. În toate cazurile, poate fi de mare folos un osciloscop cu două sau chiar mai multe spoturi.

Iată cîteva exemple de demonstrații posibile:

- variația duratei impulsului în cazul modificării rezistenței R_{B2} (fig. 24.13);
- un numărător binar realizat prin comanda punctelor *a* și *b* de la un generator de impulsuri (fig. 24.7, *b*);
- examinarea comportării aceluiași circuit la viteze mari de lucru, folosind o frecvență înaltă de repetiție a impulsurilor, pentru a evidenția îmbunătățirea formelor de undă ale semnalelor de ieșire rezultată în urma introducerii capacităților de accelerare;
- ilustrarea comportării unui circuit astabil de tipul celui din fig. 24.16, *b*.

Demonstrația privitoare la amplitudinea impulsului de comandă, necesară pentru o tranziție regenerativă a unui circuit bistabil (v. § 24.1.7), poate fi realizată cu ajutorul circuitului din fig. 24.7, *b*. Impulsul de comandă este aplicat simultan la intrările *a* și *b*. În acest fel, se asigură o imagine repetitivă a tranziției, dacă circuitul își schimbă sau nu starea. Pentru a fi siguri că q_F și q_R sînt componentele dominante de sarcină electrică, este recomandabilă folosirea unor tranzistoare cu f_T redus și cu capacități de barieră scăzute.

Același circuit poate fi utilizat pentru a pune în evidență efectul duratei impulsului de comandă. În fig. 24.18 se pot urmări câteva rezultate tipice. Fig. 24.18, *a* și fig. 24.18, *b* corespund cazului în care impulsul este prea

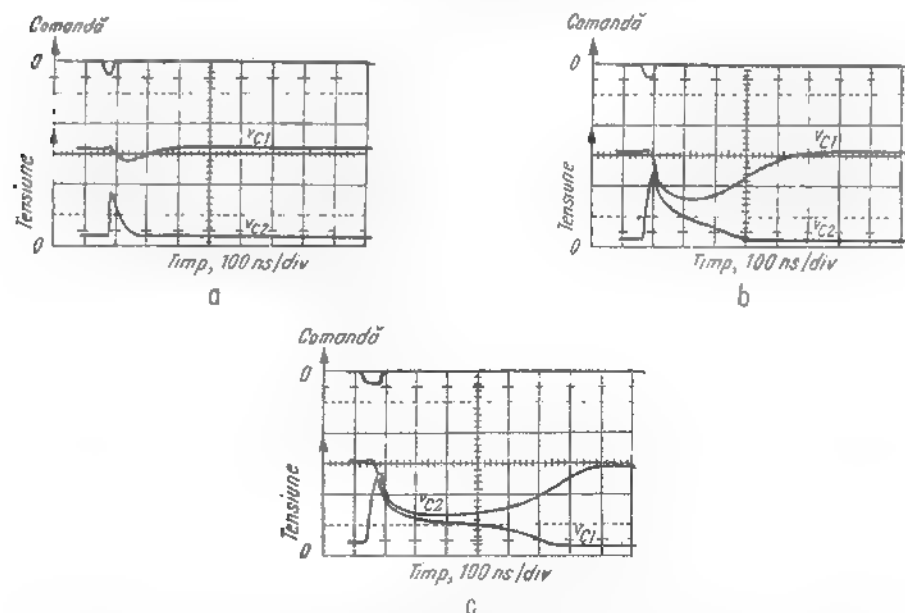


Fig. 24.18. Formele de undă oscilografiate pentru circuitul bistabil din fig. 24.7, *b*, care ilustrează efectul impulsului de comandă asupra basculării:

a și *b* — impulsul de comandă este prea îngust și de amplitudine redusă pentru a provoca o tranziție;
c — un impuls de comandă mai lung produce o tranziție.

mic și prea îngust pentru a provoca tranziția. Totuși, mărin durata impulsului de comandă fără a modifica amplitudinea sa, se ajunge la tranziția regenerativă, așa cum se vede în fig. 24.18, *c*.

BIBLIOGRAFIE

- 24.1. Fan-out, Nr. 116, Fairchild Semiconductor, Febr. 1964.
- 24.2. P. J. Bébétcau, A. Evangelisti, An Improved Emitter-coupled Multivibrator, *Application App-69*, Fairchild Semiconductor, Febr., 1963.
- 24.4. M. Phister, Jr. *Logical Design of Digital Computers*, Wiley, New York, 1948.
- 24.3. J. Millman, H. Taub. *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, Mc Graw-Hill, New York, 1965.
- 24.5 R. Littauer, *Pulse Electronics*, Mc Graw Hill, New York, 1965.
- 24.6. H. Camenzind, *Circuit Design for Integrated Circuits*, Addison Wesley, Reading, Mass., 1968.

PROBLEME

P. 24.1. *a*) Să se reprezinte circuitul echivalent general cu parametri y pentru doi cuadripoli conectați în paralel (de ex., fig. 18.11).

b) Să se arate că dacă admitanța de transfer invers a unui amplificator este neglijabilă, se poate găsi, prin calcul direct sau prin întreruperea buclei de reacție, așa cum s-a văzut în 21.1: (v. pag. 417), un factor de transfer pe bucla de reacție dat de relația:

$$T = \frac{y_{12} y_{21}}{(Y_s + y_{11} + y_{22})(y_{21} + y_{12} + Y_L)}$$

P. 24.2. Să se calculeze I_1/I_2 în fig. 24.1b, iar rezultatul să fie comparat cu ecuația (24.9a). Trebuie ținut seamă de faptul că regulile reacției (cap. 18) cer ca R_B să fie mult mai mare decât R_C pentru a asigura ca $y_{11} < y_{12}$.

P. 24.3. Să se verifice că soluția particulară dată de ecuația (24.21) se prezintă în fapt punctul de echilibru instabil notat cu C_1 în fig. 24.1, *b* (v. pag. 422).

P. 24.4. Să se rezolve ecuațiile 24.22 presupunind că $I_{O11} = I_{O12} = I/(A+1)$. Să se explice rezultatul (v. pag. 423).

P. 24.5. Să se deducă sistemul de ecuații similare cu (24.22) care se aplică unui circuit bistabil asimetric. Să se găsească expresiile constantelor din aceste ecuații, iar pe această bază să se determine condițiile de comandă a basculării pentru un astfel de circuit (v. § 24.1.6 și 24.1.7).

P. 24.6. Folosind condițiile formulate în § 24.1.5, să se verifice că circuitul complementar din fig. 24.8, *a* este efectiv un circuit bistabil (v. pag. 426).

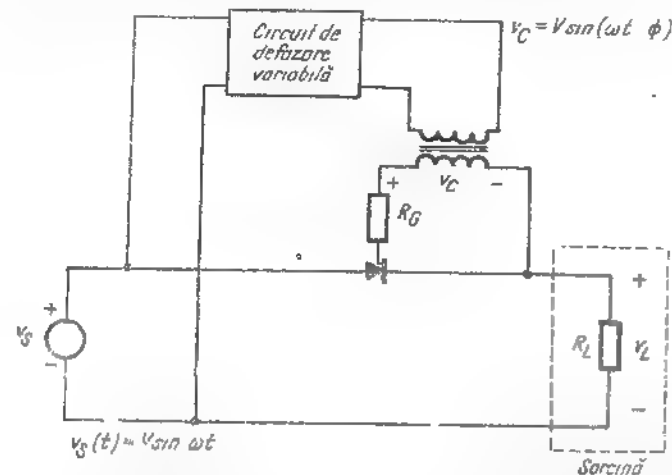


Fig. 24.19. Sursă de alimentare cu tensiune de ieșire variabilă.

P. 24.7. Tiristorul introdus în § 24.1.8 și reprezentat în fig. 24.9 este utilizat adesea în sursele de putere cu tensiune variabilă ca cea din fig. 24.1.9. Acest circuit folosește un tiristor ca element redresor de semiundă (vezi fig. 6.21, *a* pentru a face comparație cu schema care folosește o diodă obișnuită cu joncțiune pn). Circuite care redresează ambele alternanțe, analoge celui din fig. 6.24, pot fi realizate într-o manieră similară. Circuitul de defazare variabilă și transformatorul

asigură o tensiune de control a cărei fază, măsurată în raport cu tensiunea de alimentare v_G , este variabilă. Când v_G este pozitivă, tiristorul funcționează potrivit caracteristicii de regim de conducție, arătată în fig. 24.9, d; valorile negative ale tensiunii v_G corespund caracteristicii regimului de blocare.

a) Să se calculeze și să se reprezinte grafic tensiunea la bornele sarcinii $v_L(t)$ pentru câteva valori ale fazei în intervalul $0-180^\circ$.

b) Să se deducă o expresie pentru tensiunea medie la bornele sarcinii, în funcție de v și Φ .

P. 24.2. Să se găsească valorile rezistențelor R_1 și R_2 în circuitul cu cuplaj pe emitor din fig. 24.10, pentru a asigura comportarea bistabilă. Se va presupune că nivelul de curent continuu al intrărilor este $V_{CC}/2$ (v. pag. 428).

P. 24.9. Să se deseneze circuitele de comandă pentru partea din dreapta a circuitului basculant $J-K$ din fig. 24.11. Presupunind că T_2 este în regim de conducție, iar T_1 blocat, să se verifice condițiile de lucru ale porții NU-SAU din dreapta, pentru a constata dacă impulsul de ceas este efectiv inhibat pe acest traseu (v. pag. 431).

P. 24.10. Să se deducă ecuația (24.26) din (24.13) (v. pag. 433).

P. 24.11. Care este durata stării metastabile în circuitul basculant cu tranzistoare complementare din fig. 24.15? Să se compare precizia cu care se menține durata impulsului generat, cu cea corespunzătoare circuitului convențional din fig. 24.13 (v. pag. 434).

P. 24.12. Să se verifice că circuitul din fig. 24.14 funcționează ca un circuit basculant monostabil, folosind condițiile formulate în § 24.2.3 (v. pag. 435).

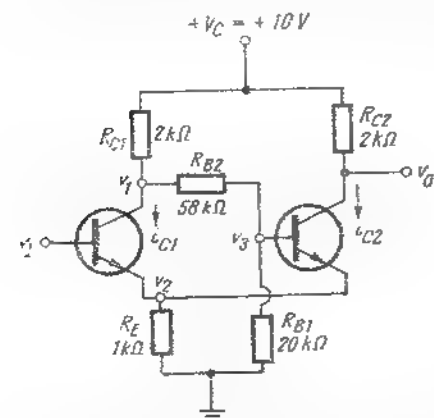


Fig. 24.20. Circuit basculant Schmitt.

P. 24.13. Una din condițiile de comandă pentru realizarea tranzițiilor regenerative ale circuitelor basculante constă în cerința ca impulsul de comandă să determine creșterea curentului de colector care a avut inițial o valoare mai mică (v. § 24.1.7). Circuitul astabil are, așa cum s-a arătat capacitatea de „autocomandă”. Să se explice cum circuitul din fig. 24. 16, a îndeplinește condițiile de comandă (v. pag. 436).

P. 24.14. Circuitul arătat în fig. 24.20 este deseori numit circuit basculant Schmitt. Să se verifice că pentru un interval de valori ale tensiunii v_1 , dispus în jurul valorii de 2,2 V, circuitul are o comportare bistabilă.

ANEXA A

MODELE ȘI CIRCUITE CU TUBURI CU VID

A.1. Introducere	444
A.2. Structura și funcționarea diodelor și triodelor cu vid	444
A.2.1. Structura fizică	444
A.2.2. Emisia termoelectronică	445
A.2.3. Funcționarea unei structuri cu două elemente-Dioda	446
A.2.4. Rolul grilei	448
A.2.5. Diode și triode componente de circuit	451
A.3. Un amplificator elementar	451
A.3.1. Analiză grafică	453
A.3.2. Transferul de energie	455
A.3.3. Metode grafice utilizate în circuite mai complexe	456
A.3.4. Amplificare liniară	458
A.3.5. Circuite de cuplaj și de polarizare	462
A.4. Modelarea și analiza circuitelor active liniare	467
A.4.1. Model de semnal mic	467
A.4.2. Analiza de semnal mic a unui amplificator	471
Referințe bibliografice	473
Probleme	473

A

Modele și circuite cu tuburi cu vid

A.1. INTRODUCERE

Din punct de vedere istoric, majoritatea circuitelor considerate în această lucrare au fost realizate mai întâi cu tuburi cu vid ca dispozitive active. În ultimii ani, în aceste aplicații tuburile cu vid au fost înlocuite pe scară largă cu diferite dispozitive semiconductoare active, care prezintă avantajele evidente ale unui gabarit mai redus, unui consum mai mic de putere și unei siguranțe în funcționare mult mai mari. Deși unele categorii de tuburi cu vid sunt încă utilizate pentru anumite scopuri, în special generarea și amplificarea energiei de radiofrecvență la nivele foarte mari de putere, asemenea aplicații speciale sunt în afara scopului acestei cărți introductive.

Anexa A se ocupă de procesele fizice, modelarea și proprietățile de circuit ale unei categorii de tuburi cu vid simple, care au proprietăți similare cu cele ale dispozitivelor semiconductoare active analizate în această lucrare. Întrucât prezentarea este similară ca nivel și scop cu aceea din cap. 1, materialul cuprins în anexă poate fi utilizat pentru a completa sau înlocui § 1.2—§ 1.4 atunci când este de dorit a se include dispozitivele active cu vid. În unele privințe, acest material furnizează o introducere mai simplă în problema dispozitivelor active decât au furnizat-o tranzistoarele cu efect de câmp.

A.2. STRUCTURA ȘI FUNCȚIONAREA DIODELOR ȘI TRIODELOR CU VID

A.2.1. Structura fizică

Structura fizică a triodei cu vid este prezentată în fig. A.1. Dispozitivul este compus, în principal, din trei elemente dispuse coaxial într-o

incintă vidată. Elementul cel mai interior este o cămașă de metal, numită *catod*. Împrejurul catodului se află înfășurată o spirală de fir metalic, numită *grilă*, care, la rândul ei, este înconjurată de o cămașă metalică, numită *anod* sau *placă*. Aceste trei elemente — catodul, grila și anodul — sunt conectate prin intermediul unei structuri interne la capetele, sau, terminalele externe.

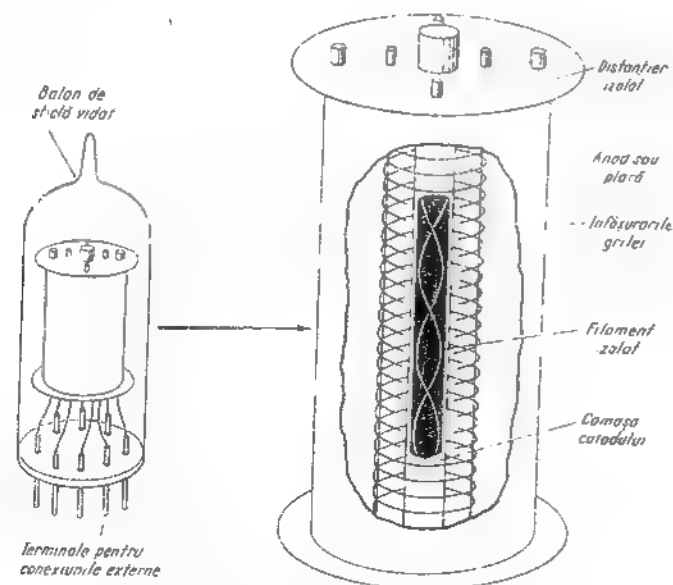


Fig. A.1. Structura fizică a unei triode cu vid.

În interiorul catodului se află o rezistență, care constă într-un fir înfășurat, separat de catod, terminat în exterior, la ambele capete, cu câte un terminal. Acest fir, numit *filament*, este adus la temperaturi de 700° până la 800°C, prin trecerea unui curent electric prin el. În acest sens, el nu se deosebește de filamentul unei lămpi cu incandescență. Totuși, filamentul tubului cu vid încrează la temperaturi mult mai scăzute, la care culoarea sa este un roșu estompat, spre deosebire de albul strălucitor care este caracteristic filamentului lămpii cu incandescență.

A.2.2. Emisia termoelectronică

Filamentul ridică temperatura catodului la o valoare la care electronii sunt emiși cu ușurință de suprafața sa. Acest proces este numit *emisie*

termoelectronică. Deși orice metal poate emite electroni când temperatura sa este ridicată, există unele metale la care emisiile de electroni este mult mai bogată decât la altele. Cămașa catodului este îmbrăcată cu oxizi alcalino-pământoși, ceea ce-l face o sursă foarte bună de electroni, chiar la temperaturi relativ scăzute (circa 700°C).

În interiorul tubului vidul este suficient de ridicat, astfel ca interacțiunile dintre electronii emiși și moleculele reziduale de gaz să nu afecteze funcționarea fizică a dispozitivului. Unele tuburi sînt în mod intenționat umplute cu gaz, pentru a se obține caracteristici diferite de ale celor ce sînt discutate aici, dar nu ne vom ocupa de aceste dispozitive mai complicate.

Dacă celelalte elemente — grila și anodul — nu sînt conectate nicăieri, electronii emiși de catodul încălzit vor înconjura catodul ca un nor de sarcină spațială negativă. Acest nor de sarcină nu se poate dispersa, deoarece catodul, ca urmare a emisiilor de electroni, se încarcă pozitiv față de norul de sarcină spațială negativă. Deci, electronii care formează norul sînt supuși unei forțe coulombiene care-i atrage spre catod și-i împiedică să se îndepărteze. Când acest sistem este în echilibru, la o temperatură anumită a catodului, electronii sînt emiși în mod continuu de stratul de oxid, în timp ce alți electroni, făcînd parte din nor, reintră în catod, menținînd în felul acesta o stare de echilibru dinamic.

A.2.3. Funcționarea unei structuri cu două elemente — Dioda

Starea de echilibru descrisă mai sus se schimbă dacă grila și anodul sînt conectate la circuite de polarizare, deci potențialele lor electrostatice diferă de cel al catodului. Pentru început, ne vom ocupa de rolul anodului, presupunînd că grila lipsește din această structură.

Dacă potențialul anodului în raport cu catodul este negativ, electronii din norul de sarcină spațială sînt respinși de către anod. Ca urmare, electronii se vor aduna într-o densitate și mai mare în jurul catodului fierbinte, și nu va circula nici un curent în circuitul anod-catod (fig. A.2, a).

Pe de altă parte, dacă anodul se aduce la un potențial pozitiv față de catod, electronii din norul de sarcină spațială ce înconjoară catodul sînt atrași de către anod, au o mișcare către acesta și intră în circuitul exterior anod-catod, dînd naștere unui curent (fig. A.2, b). Numărul de electroni care străbat spațiul dintre electrozi în unitatea de timp depinde de diferența de potențial dintre anod și catod. Dacă tensiunea anod-catod crește, cantitatea de sarcină spațială din jurul catodului se micșorează, numărul de electroni care se îndreaptă spre anod crește, deci crește curentul anodic (fig. A.2. c)¹⁾. În acest domeniu de tensiuni,

¹⁾ Convenția pentru curent în circuitul exterior tubului, este cea obișnuită; curentul este conceput ca un flux de sarcini pozitive. În acest caz, curentul de electroni dela catod la anod din interiorul tubului, este reprezentat în exteriorul tubului ca un curent ce intră în anod și iese din catod. Direcția de referință din fig. A.2, corespunde unui I_B pozitiv.

curentul este controlat de către cantitatea de sarcină spațială și este numit ca fiind *cu limitare prin sarcină spațială*. Această descriere accentuează rolul sarcinii spațiale în izolarea catodului față de influența potențialului atractiv al anodului. Cu toate că viteza electronilor emiși de catod este cu mult mai mare decât viteza electronilor ce se îndreaptă spre anod, în acest domeniu de tensiuni, electronii emiși sînt respinși de sarcina spațială și majoritatea dintre ei reintră în catod.

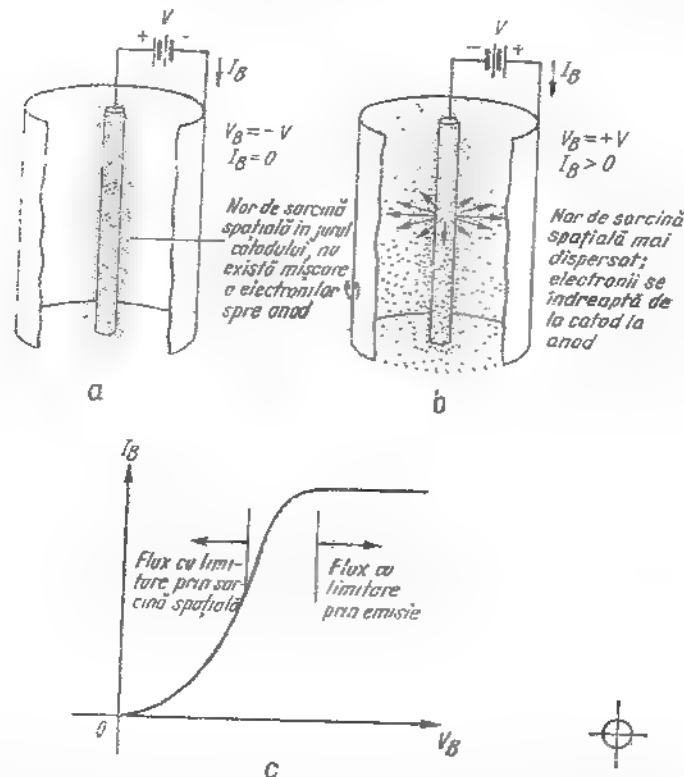


Fig. A.2. Dependența curent-tensiune într-un tub cu vid cu două elemente. Sensul de referință pentru curent este pozitiv când purtătorii de sarcină pozitivi circulă în direcția curentului pozitiv. În consecință, când electronii ies din anodul tubului, $I_B > 0$.

Pe măsură ce tensiunea anod-catod se mărește, densitatea de sarcină spațială scade și devine în cele din urmă atât de mică încît norul de sarcină spațială nu mai este eficient în ecranarea electronilor de la suprafața catodului. Când s-a ajuns la această situație, practic fiecare electron emis de

catod este colectat de anod, astfel încât curentul anodic devine aproape independent de tensiunea anod-catod. În această gamă de lucru curentul anodic este determinat de temperatura catodului, care, la rândul ei, determină viteza de emisie și este numit ca fiind *cu limitare prin emisie* sau *cu limitare prin temperatură*.

Dispozitivul descris mai sus poartă numele de *diodă cu vid* sau *diodă termoionică*. Dioda cu vid poate fi considerată ca un element de circuit cu două terminale, având caracteristicile curent-tensiune prezentate în fig. A.2, c. În mod evident, caracteristica esențială a diodei este natura puternic neliniară a relației $I-V$; acest dispozitiv permite trecerea curentului numai într-o singură direcție ($I_B > 0$), împiedicând trecerea curentului în cealaltă direcție (I_B nu poate fi negativ). În capitolul 6 s-a arătat că dispozitivele electronice care au această comportare se utilizează pe scară largă în circuite.

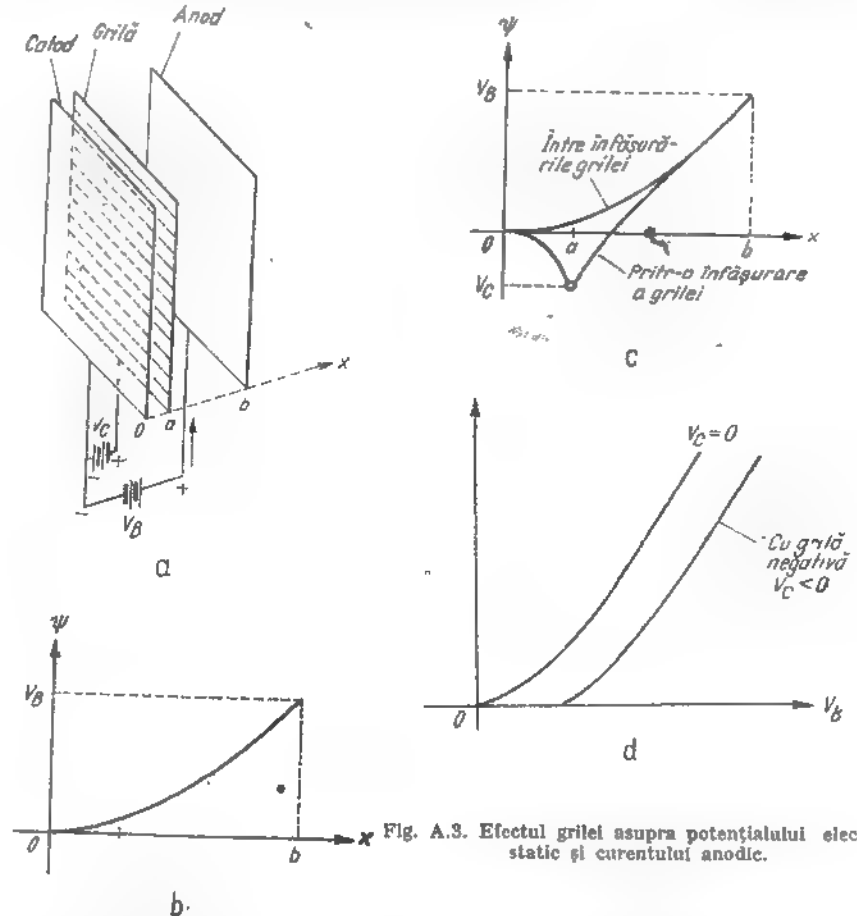
A.2.4. Rolul grilei

În aplicații ne interesează mai mult tuburile cu electrozi de control, din a căror categorie dioda nu face parte (deoarece are numai două terminale). Deci, vom introduce acum în structura noastră *grila* și vom studia efectul său asupra fluxului de electroni ce străbat spațiul vidat dintre anod și catod.

La un tub cu funcționare normală, grila este menținută la un potențial negativ față de catod, iar potențialul anodului față de catod este pozitiv. Mai mult decât atât, curentul anodic este suficient de scăzut, astfel încât fluxul de electroni este limitat de sarcina spațială. În aceste condiții, fluxul de electroni de la catod la anod este puternic influențat de grilă. Concret, tensiunea negativă a grilei (negativă față de catod) micșorează potențialul electrostatic din vecinătatea grilei. Potențialul la înfășurarea grilei este egal cu tensiunea grilei. Potențialul unui punct de pe suprafața grilei, dar situat între spirele sale, este mai pozitiv decât tensiunea grilei, dar nu atât de pozitiv cât ar fi fost dacă grila nu s-ar fi găsit în această structură. În fig. A.3 se prezintă variația potențialului electrostatic în regiunea dintre catod și anod. Pentru simplificare, am presupus o structură plan-paralelă în locul cazului mai obișnuit, în care, catodul este în întregime înconjurat de grilă și anod.

Ca urmare a potențialului negativ al grilei, potențialul electrostatic mediu în planul grilei este redus. În consecință, câmpul electric în regiunea dintre catod și grilă este redus, și viteza cu care electronii se deplasează spre anod descrește. Din cauză că electronii din apropierea suprafeței catodului sînt parțial izolați de influența atractivă a anodului, datorită grilei negative, pentru orice valoare a tensiunii anod-catod, curentul în circuitul anod-catod este mai mic decât ar fi fost dacă grila fie nu exista, fie era mai puțin negativă. Această situație este ilustrată în fig. A.3, d,

în care curentul anodic apare ca o funcție de tensiunea anod-catod, pentru două valori fixe ale tensiunii grilă-catod. Aceste curbe arată că, pentru orice valoare a tensiunii anod-catod, curentul anodic descrește pe măsură ce tensiunea grilă-catod devine mai negativă.



Curbele din fig. A.3, d fac parte dintr-o familie de curbe parametrice care exprimă dependența curentului anodic atât de tensiunea anod-catod, cât și de tensiunea grilă-catod a triodei. În fig. A.4 este reprezentată o familie a acestor curbe, în care tensiunea grilă-catod variază cu o cantitate fixă de la curbă la curbă. Această familie, care este tipică pentru func-

ționarea triodei, este deseori numită familia caracteristicilor de ieșire, sau caracteristicilor anodice ale triodei.

Caracteristicile de ieșire ale triodei arată că, dacă tensiunea grilă-catod este suficient de negativă, curentul anodic se anulează. Această condiție de conducție nulă se numește blocare. Evident, valoarea tensiunii grilă-catod necesară pentru a bloca fluxul de curent anodic depinde de tensiunea anod-catod.

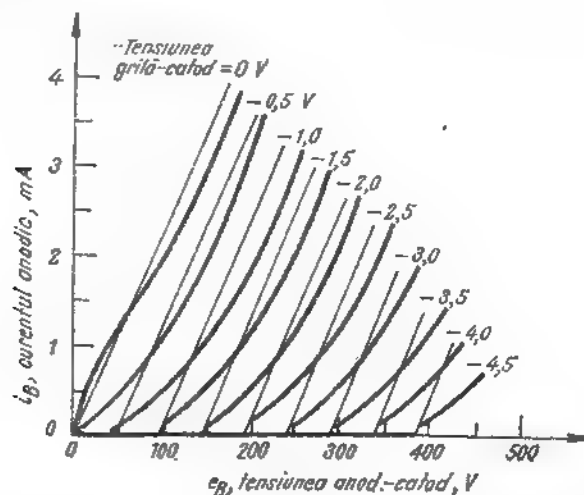


Fig. A.4. Caracteristicile de ieșire ale unei triode. Este prezentat numai primul cadran al planului curent anodic, tensiune anod-catod, deoarece curentul anodic nu este niciodată negativ, și, este nenul numai când anodul este pozitiv față de catod.

Controlul curentului anodic prin tensiunea grilă-catod, așa cum este prezentat în fig. A. 4, se realizează cu un consum foarte mic de putere în circuitul grilă-catod. Întrucât grila este negativă față de catod, ea respinge electronii încărcăți negativ și curentul de grilă este extrem de mic, practic de ordinul nanoamperilor.

Controlul regimului de lucru în circuitul anod-catod cu ajutorul tensiunii grilă-catod, având un curent neglijabil în circuitul de grilă, stă la baza acțiunii de control a unei triode cu vid; această funcționare stă la baza utilizării triodei cu vid ca ventil de comandă sau modulator de putere¹⁾.

¹⁾ Descrierea funcționării triodei cu vid dată în acest paragraf este un minim necesar înțelegerii funcționării circuitelor simple, în care o triodă este utilizată ca ventil de comandă. Pentru o tratare mai detaliată a fenomenelor fizice din tuburile cu vid, a se vedea anexa B(N.A.)

A.2.5. Diode și triode componente de circuit

Simbolul de circuit convențional pentru o diodă cu vid este prezentat în fig. A.5, a. Filamentul, care ridică temperatura catodului la o valoare necesară emisiei termoelectronice, nu este prezentat în acest simbol, și nici conexiunile sale. Dacă dorim, conexiunile filamentului se pot figura explicit, prin modificarea simbolului, așa cum indică fig. A.5, b.

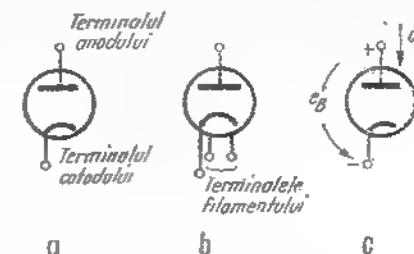


Fig. A.5 Simbolurile de circuit ale diodei și sensurile de referință.

Sensul tensiunii și sensul curentului prezentate în fig. A.5, c, sînt acceptate în mare măsură ca standarde. Curentul anodic i_a este pozitiv cînd intră în tub, (aceasta corespunzînd unui flux intern de electroni de la catod la anod), iar tensiunea anodică e_a este pozitivă cînd anodul este pozitiv în raport cu catodul. Simbolul de circuit și sensurile de referință ale unei triode cu vid sînt prezentate în fig. A.6. Aceste convenții sînt de fapt simple extensii ale situației de la dioda cu vid.

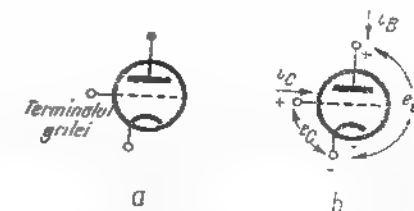


Fig. A.6 Simbolurile de circuit ale triodei și sensurile de referință.

Mărimile prezentate în fig. A.6, b sînt suficiente pentru descrierea completă a funcționării electrice a dispozitivului. Curentul catodic și tensiunea grilă-catod (care sînt definite în acest simbol) pot fi exprimate în funcție de curenții definiți, respectiv tensiunile definite, aplicînd legile lui Kirchhoff.

A.3. UN AMPLIFICATOR ELEMENTAR

Exemplificăm principalele caracteristici și performanțe ale circuitelor care conțin triode cu vid, studiînd circuitul simplu cu tub cu vid arătat în

fig. A.7. Acest circuit utilizează o triodă cu vid pentru controlul transferului de putere de la sursă (caracterizată aici ca o sursă de tensiune cu valoarea V_B) la sarcină (reprezentată de rezistența R_L). Caracterizarea sarcinii printr-o rezistență este aplicabilă cu condiții limitative convenabile, pentru cazul unui difuzor, unui dispozitiv electromagnetic, sau, unei linii

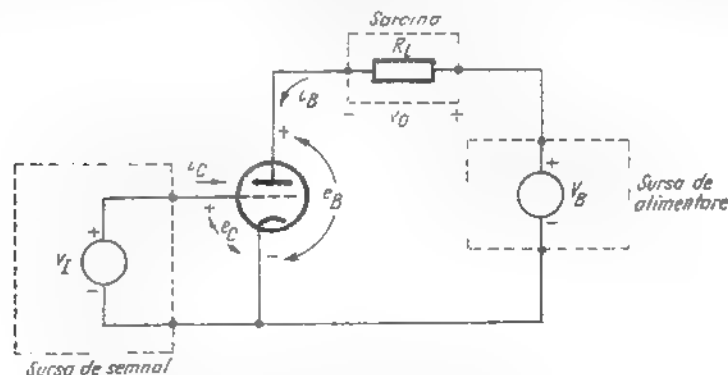


Fig. A.7 Un circuit simplu cu triodă.

de transmisiune. Intrarea dispozitivului activ-tensiunea grilă-catod — este dată de către o sursă de semnal (caracterizată de către o sursă de tensiune variabilă v_I). Obiectivul nostru este să determinăm dependența curentului prin sarcină i_B (sau, echivalent, tensiunea la bornele sarcinii v_o) de tensiunea sursei de semnal v_I .

Din punct de vedere al teoriei rețelelor, spune, că circuitul conține două bucle, sau două ochiuri. Buclea de intrare conține calea grilă-catod din triodă și sursa de semnal. Buclea de ieșire conține calea anod-catod din triodă, sursa de putere și sarcina.

Trioda este astfel concepută, încît curentul de grilă este neglijabil. În plus, tensiunea grilă-catod este determinată direct de sursa de semnal. Deci, pentru bucla de intrare, putem scrie:

$$i_o = 0; \quad (\text{A.1a})$$

$$e_C = v_I. \quad (\text{A.1b})$$

Aplicînd buclei de ieșire legea lui Kirchhoff pentru ochiuri obținem:

$$V_B = v_o + e_B \quad (\text{A.2})$$

sau, echivalent,

$$V_B = i_B R_L + e_B. \quad (\text{A.3a})$$

Trioda impune între i_B și e_B o relație de forma:

$$i_B = i_B(e_C, e_B). \quad (\text{A.3b})$$

Această relație poate fi exprimată în formă grafică prin caracteristicile de ieșire, ca cele prezentate în fig. A.4.

Întrucît dorim să determinăm dependența curentului anodic de tensiunea sursei de semnal v_I , tot ceea ce se cere este să eliminăm pe e_C și e_B din ecuațiile A.1b, A.3a și A.3b. Problema este, de fapt, că ecuația A.3b este neliniară. În acest caz, singurul model disponibil pentru triodă este unul grafic, ca cel din fig. A.4. În consecință, folosim metode grafice pentru soluționarea acestor ecuații.

A.3.1. Analiză grafică

Presupunem, pentru scopul acestei exemplificări, că trioda cu vid utilizată în circuitul din fig. A.7 este descrisă prin caracteristicile de ieșire din fig. A.4. Aceste curbe prezintă *caracteristicile de tip dipol ale triodei la bornele de ieșire*. Cu alte cuvinte, ele prezintă dependența curentului la bornele de ieșire în funcție de tensiunea la același borne. Acestea sînt curbe parametrice, parametrul fiind tensiunea la bornele de intrare.

Constrîngerile impuse de puterea sursei și de sarcină (ec. A.3a) constituie o relație liniară între variabilele curent și tensiune la bornele de ieșire. Ecuația A.3a exprimă, deci, o relație liniară între i_B și e_B . În consecință, aceste constrîngerii pot fi trasate sub forma unei *linii drepte* pe caracteristicile de ieșire, adică pe caracteristicile anodice din fig. A.4. Dreapta care corespunde constrîngerilor impuse de ecuația A.3 a se numește *dreaptă de sarcină*.

Intersecțiile dreptei de sarcină cu axele de coordonate rezultată din ecuația A.3a,

$$\text{cînd } e_B = 0, \quad i_B = \frac{V_B}{R_L}; \quad (\text{A.4a})$$

$$\text{cînd } i_B = 0, \quad e_B = V_B. \quad (\text{A.4b})$$

Dreapta de sarcină are deci o pantă în coordonatele i_B, e_B :

$$\text{panta} = -\frac{1}{R_L}. \quad (\text{A.5})$$

Construcția dreptei de sarcină este arătată în fig. A.8. Valorile parametrilor utilizați în această construcție sînt:

$$V_B = 300 \text{ V};$$

$$R_L = 10^5 \Omega = 100 \text{ k}\Omega.$$

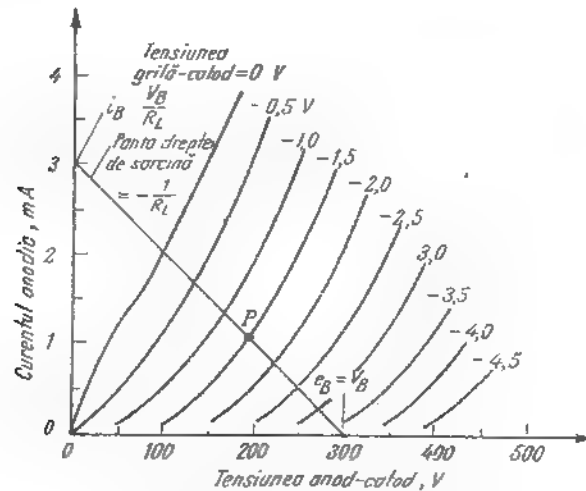


Fig. A.8 Caracteristicile de ieșire ale triodei cu dreapta de sarcină impusă de circuitul din fig. A.7.

Valorile lui i_B și e_B la care circuitul funcționează pentru orice valoare particulară a lui $v_i (=e_i)$ corespund coordonatelor punctului de intersecție a dreptei de sarcină cu caracteristicile de ieșire corespunzătoare lui v_i . De exemplu, dacă $v_i = -1,5 \text{ V}$, starea circuitului este definită de punctul P .

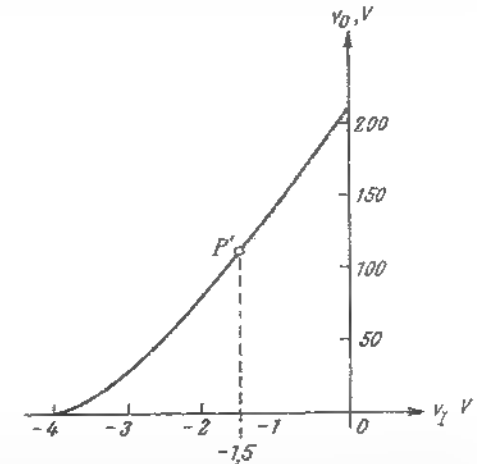
Modul în care tensiunea de intrare v_i controlează sarcina sau tensiunea de ieșire v_o , poate fi rezumat grafic cu ajutorul caracteristicii de transfer arătată în fig. A.9. Caracteristica este generată considerind mulțimea intersecțiilor dreptei de sarcină cu caracteristicile de ieșire pentru diferite valori negative ale lui v_i ¹⁾. Pentru orice valoare a lui $v_i (=e_i)$, tensiunea de ieșire v_o poate fi calculată din valoarea lui i_B găsită pe baza fig. A.8 (1,05 mA pentru punctul P), precum și din relația:

$$v_o = i_B R_L. \quad (\text{A.6})$$

¹⁾ Nu putem lua în considerație valorile pozitive ale lui v_i deoarece nu am cercetat forma caracteristicii de ieșire în cazul în care tensiunea grilă-catod este pozitivă.

Rezultă că tensiunea v_o în punctul P este egală cu $1,05 \cdot 100 = 105 \text{ V}$ așa cum se arată prin punctul P din fig. A.9. Pe de altă parte, se poate determina v_o din ecuația A.2. Se găsește e_B din fig. A.8 (195 V pentru punctul P) și se scade aceasta din $V_B = 300 \text{ V}$ pentru a obține 105 V ca mai înainte.

Fig. A.9 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. A.7.



Caracteristica de transfer se aplatizează pentru valori mai negative decât $-3,5 \text{ V}$ ale lui v_i , din cauză că trioda nu conduce în această regiune; în consecință nu există curent de sarcină, iar curentul anodic se numește idrat.

1.3.2. Transferul de energie

Posibilitatea unei triode cu vid de a funcționa ca ventil de comandă sau modulator de putere, rezultă în mod evident din caracteristicile de transfer din fig. A.9. Pe măsură ce v_i crește peste $-3,5 \text{ V}$, tensiunea v_o și deci puterea dată în sarcină cresc de asemenea.

Studiul transferului de energie în acest circuit simplu este foarte important, deoarece pune în evidență un aspect fundamental. Pentru a studia distribuția puterii în bucla de ieșire, (nu există putere dezvoltată în bucla de intrare, deoarece s-a presupus că i_c este nul) se multiplică ecuația A.3a, care exprimă legea lui Kirchhoff pentru tensiunea în acest ochi, cu i_B curentul în acest ochi. Rezultatul este:

$$i_B^2 R_L = V_B i_B - e_B i_B. \quad (\text{A.7})$$

Această ecuație are o interpretare simplă. Puterea dată în sarcină este $i_B^2 R_L$; puterea dată de sursă este $V_B i_B$; puterea disipată prin încălzire în tub este $e_B i_B$. În acest caz, ecuația A.7 arată că puterea dată în sarcină este egală cu puterea dată de sursa de energie, micșorată cu puterea disipată în dispozitivul activ. Rezultă că, dispozitivul activ, în acest caz, tubul, controlează transferul de energie de la sursă la sarcină și, în cursul procesului, consumă o oarecare putere el însuși (în afară de cazul cînd e_B sau i_B este zero).

În acest circuit se consideră că tubul are un *cîștig de putere*, deoarece controlează o putere mai mare decît aceea cerută la bornele de ieșire. Întrucît curentul de grilă este deosebit de mic, cîștigul de putere este foarte mare.

A.3.3. Metode grafice utilizate în circuite mai complexe

Construcția dreptei de sarcină arătată în paragraful precedent poate fi adaptată oricărei situații în care dispozitivul este descris prin caracteristicile la o pereche de borne și se află într-o rețea constînd exclusiv din surse și elemente liniare. Orice situație de acest tip poate fi analizată formînd rețeaua echivalentă Thévenin sau Norton a porțiunii liniare a circuitului și, reprezentînd apoi, această rețea echivalentă printr-o dreaptă de sarcină pe caracteristicile neliniare.

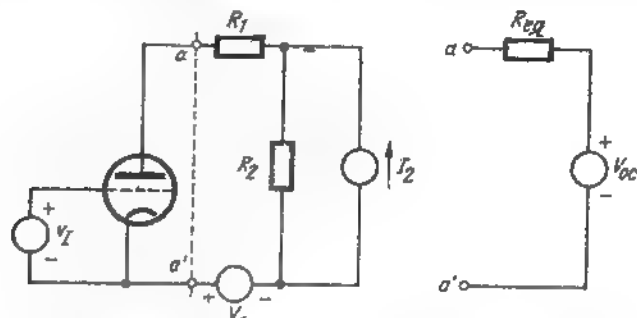


Fig. A.10 Circuit cu triodă în care se poate aplica teorema lui Thévenin pentru determinarea dreptei de sarcină.

Ca un exemplu specific unei astfel de construcții, să considerăm circuitul din fig. A.10, a. Porțiunea de rețea aflată la dreapta bornelor notate cu aa' poate fi înlocuită cu o rețea echivalentă Thévenin, așa cum se arată în fig. A.10, b. Elementele din această rețea echivalentă se obțin considerînd circuitul original. Rezistența R_{eq} a sursei echivalente se determină

deconectînd sursa independentă de curent I_2 și înlocuind sursa independentă de tensiune V_1 printr-un scurtcircuit. În acest caz :

$$R_{ec} = R_1 + R_2. \quad (A.8a)$$

Tensiunea de gol la bornele aa' este evident :

$$V_{oc} = I_2 R_2 - V_1. \quad (A.8b)$$

Curentul de scurtcircuit la bornele aa' este :

$$I_{sc} = \frac{V_{oc}}{R_{ec}} = \frac{I_2 R_2 - V_1}{R_1 + R_2}. \quad (A.8c)$$

În consecință, intersecțiile dreptei de sarcină cu caracteristicile de ieșire ale triodei, trasate în planul $e_B - i_B$ sînt :

$$\text{cînd } i_B = 0, \quad e_B = V_{oc};$$

$$\text{cînd } e_B = 0, \quad i_B = I_{sc}.$$

Panta dreptei de sarcină este, evident, $-1/R_{ec}$.

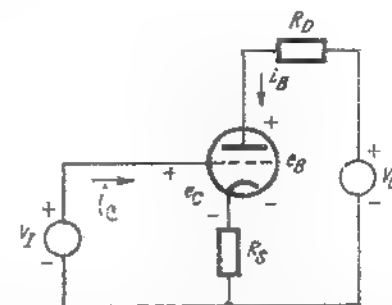


Fig. A.11 Circuit în care bucla de intrare și cea de ieșire sînt cuplate printr-o rezistență.

Circuitul din fig. A.11 furnizează un alt exemplu de analiză grafică. De observat că, buclele de intrare și ieșire sînt cuplate printr-o rezistență în terminalul catodului. În acest caz, tensiunea grilă-catod nu mai este egală cu tensiunea sursei de la intrare, ca în exemplele precedente.

Întrucît curentul de grilă este neglijabil, curentul în rezistența din catod este egal cu curentul anodic. În consecință, aplicarea legii lui Kirchhoff pentru tensiuni celor două ochiuri conduce la :

$$\text{bucle de intrare : } v_i = e_G + i_B R_S; \quad (A.9a)$$

$$\text{bucle de ieșire : } V_B = e_B + (R_D + R_L) i_B. \quad (A.9b)$$

A doua ecuație definește o dreaptă de sarcină pe caracteristicile de ieșire ale tubului. Intersecțiile sînt :

$$\text{pentru } i_B = 0, \quad e_B = V_B;$$

$$\text{pentru } e_B = 0, \quad i_B = \frac{V_B}{R_D + R_S}.$$

Dreapta de sarcină poate fi utilizată pentru a genera o caracteristică de transfer care să lege curentul anodic i_B cu tensiunea grilă-catod e_C . Odată ce această relație dintre i_B și e_C a fost determinată, ecuația A.9a poate fi utilizată pentru a lega tensiunea sursei de semnal v_i cu i_B . În acest caz, relația care arată dependența lui i_B de v_i se obține lucrind, în ambele direcții față de e_C .

Analiza circuitului din fig. A.11 ar fi evident mult mai complicată dacă i_C ar fi definit de zero. În acest caz, tensiunea la bornele rezistenței R_S ar fi $(i_B + i_C)R_S$, astfel încît ambele ecuații A.9 ar conține un termen suplimentar. Acest termen ar avea drept consecință imposibilitatea utilizării dreptei de sarcină pentru rezolvarea ecuației buclei de ieșire.

A.3.4. Amplificare liniară

După cum s-a văzut în fig. 1.1, numeroase aplicații în electronică, cer o amplificare liniară, adică reproducerea semnalului sau forme de undă la un nivel de putere mai ridicat. Circuitul de bază cu triodă cu vid din fig. A.7 poate îndeplini aceste condiții. Totuși, caracteristica de etransfer de tensiune din fig. A.9 arată în mod evident că nu este posibil să se aplice direct semnalul de intrare la bornele grilă-catod, pentru a se obține amplificarea liniară dorită; caracteristica de transfer este neliniară, și tensiunea pe sarcină nu va fi în nici un caz replica amplificată a tensiunii de la intrare. Dacă, totuși, semnalul de intrare are un domeniu de variație limitat, și dacă se suprapune peste o tensiune continuă convenabil aleasă, se poate obține o relație liniară între intrare și ieșire. Acest lucru este posibil deoarece există o porțiune a caracteristicii de transfer, în vecinătatea punctului P' , în care tensiunea de ieșire condiționează tensiunea de intrare și în schimbările acestor tensiuni sînt legate printr-o relație aproximativ liniară. Se poate deci obține o funcționare liniară dacă circuitul lucrează pe porțiunea de caracteristică din jurul punctului P' . Un circuit care permite funcționarea în apropierea punctului P' este prezentat în fig. A.12. De notat că sursa de tensiune anodică nu este arătată explicit; se subînțelege că este conectată între bornele notate cu $+V_B$ și „masă”, sau punctul de referință notat prin. Acest circuit se deosebește de cel din fig.

A.7. prin aceea că tensiunea de intrare v_i care apare între grila și catodul tubului, este formată din două tensiuni componente, adică

$$v_i = V_I + v_i \quad (\text{A.10})$$

Tensiunea de curent continuu V_I este furnizată de o sursă simbolizată printr-o baterie. Semnalul ce trebuie amplificat este notat cu v_i ¹⁾.

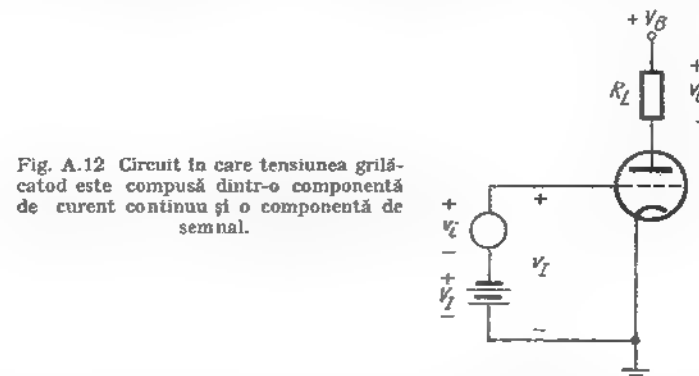


Fig. A.12 Circuit în care tensiunea grilă-catod este compusă dintr-o componentă de curent continuu și o componentă de semnal.

Componentele de curent continuu ale tensiunii de intrare (V_I) trebuie alese astfel ca circuitul să funcționeze pe o porțiune liniară a caracteristicii de transfer. Presupunem, în mod arbitrar, că semnalul de intrare (v_i) are semialternanțe pozitive și negative egale și -1 alegem pe V_I astfel încît, atunci cînd semnalul este zero, circuitul să lucreze la mijlocul regiunii liniare. Punctul P' este mai mult sau mai puțin la mijlocul porțiunii liniare a caracteristicii. Acest punct corespunde lui $v_i = -1,5 \text{ V}$. Vom fixa deci pe V_I la valoarea :

$$V_I = -1,5 \text{ V}$$

Funcționarea circuitului ca amplificator liniar este prezentată în fig. A. 13. În această exemplificare se presupune că semnalul este o undă si-

¹⁾ Notăția introdusă aici este standardizată pentru circuitele electronice. Variabilele instantanee totale sînt notate cu litere mici, avînd indicii majuscule (v_i). Componentele fixe sau de curent continuu se scriu cu litere mari ca și indicii respectivi (V_I). Componentele de semnal, instantanee, ca și indicii lor se scriu cu litere mici (v_i). În cele ce urmează vom nota amplitudinile complexe cu majuscule, avînd indicii scriși cu literă mică. Cu toate că această notație poate părea greoaie și inutilă, o anumită convenție este absolut necesară pentru a evita confuzia. Această notație are avantajul de a pune în evidență rapid tipul de variabilă considerată.

²⁾ Dacă v_i are alternanțe pozitive și negative inegale, alegerea punctului de funcționare este indicat să se facă spre unul din capetele regiunii liniare.

usoidală cu amplitudinea de 1V. Tensiunea instantanee de ieșire se determină proiectând tensiunea instantanee de intrare pe caracteristica de transfer, pentru a găsi valoarea corespunzătoare a lui v_o . Această construcție este arătată prin linii punctate la un anumit moment t_1 .

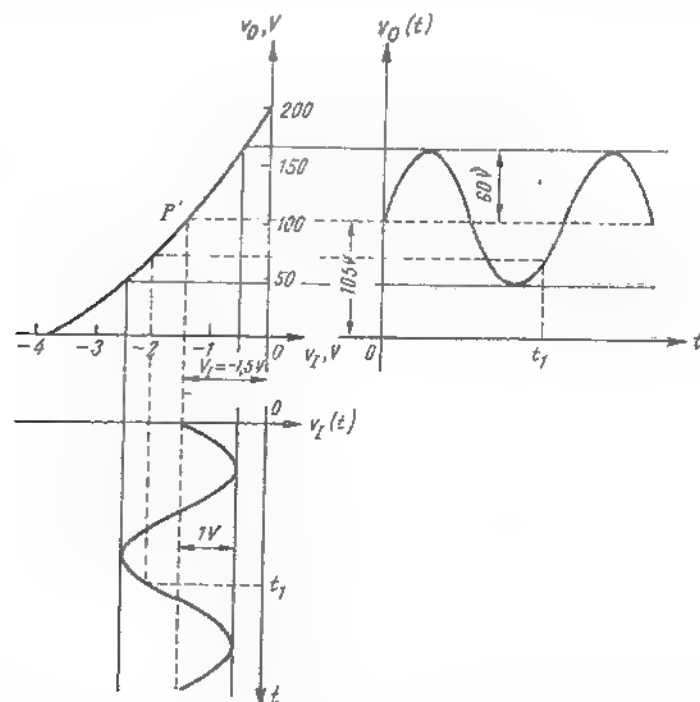


Fig. A.13 Metodă grafică pentru determinarea lui $v_o(t)$ în circuitul din fig. A.12.

Construcția din fig. A.13 arată clar că tensiunea de ieșire are o componentă care este o replică amplificată a tensiunii de intrare. Această componentă sinusoidală este suprapusă peste o componentă de curent continuu, care corespunde valorii lui v_o în punctul P' . Tensiunea instantanee de ieșire v_o poate deci fi scrisă astfel

$$v_o = V_o + v_o \quad (\text{A.11})$$

unde V_o este o componentă de curent continuu avind valoarea de circa 105 V, iar v_o este componenta alternativă; ea este aproximată printr-o undă sinusoidală avind o amplitudine de aproximativ 60 V.

Dacă studiem componentele de semnal v_i și v_o , observăm că acestea se află într-o relație aproximativ liniară, așa cum s-a dorit. Concret,

$$v_o(t) \approx 60 v_i(t) \quad (\text{A.12})$$

Amplificarea de tensiune sau câștigul de tensiune de 60 corespunde pantei caracteristicii de transfer în regiunea de lucru; o tangentă în punctul P' la curba care exprimă dependența lui v_o de v_i are o pantă de aproximativ 60.

Circuitul prezintă proprietatea de *amplificare în putere* sau *câștig de putere*. Puterea medie disipată în curent alternativ într-o rezistență de sarcină de 100 kΩ este

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{(60)^2}{10^5} \approx 18 \text{ mW}$$

în timp ce puterea ce trebuie furnizată la bornele de intrare de către sursa de semnal v_i poate fi mică, de ordinul câtorva nanowați. Amplificarea de putere poate fi deci de ordinul 10^5 sau 10^6 .

Este important de observat că proprietatea numită câștig de putere, care, la urma urmei, distinge acest circuit activ de un transformator pasiv cu amplificare de tensiune, este o manifestare a transferului de putere controlat de la sursa de putere anodică (V_a) la sarcină. Tubul controlează, pur și simplu, transferul de putere de la sursă la sarcină, astfel încât să se obțină reproducerea dorită a semnalului de intrare.

Construcția din fig. A. 13 arată că trebuie îndeplinite două condiții pentru ca semnalul de ieșire să se afle într-o relație liniară cu semnalul de intrare. În primul rând, componenta de curent continuu a tensiunii de intrare trebuie aleasă astfel ca circuitul să lucreze într-o porțiune liniară a caracteristicii de transfer în care există o amplificare. Cu alte cuvinte *punctul de lucru* sau *punctul static* trebuie ales convenabil. Bateria care stabilește punctul de funcționare este deseori numită *sursă de polarizare*. În al doilea rând, amplitudinea semnalului de intrare trebuie să fie limitată în mod convenabil. Dacă circuitul este polarizat necorespunzător, sau dacă semnalul de intrare este prea mare, vor surveni *distorsiuni*, întrucât relația dintre componentele de semnal devine neliniară, adică punctul de funcționare instantaneu se deplasează într-o porțiune a caracteristicii în care neliniaritatea contează. Efectul distorsiunilor asupra semnalului de ieșire este ilustrat în fig. A.14.

A.3.5. Circuite de cuplaj și de polarizare

Amplificatorul din fig. A.12 are, din punct de vedere practic, două dezavantaje:

1. Sursa de semnal de intrare v_i trebuie să fie conectată în serie cu sursa de polarizare V_i . În acest caz, caracteristicile de curent continuu ale unei surse de semnal reale pot modifica punctul de funcționare.

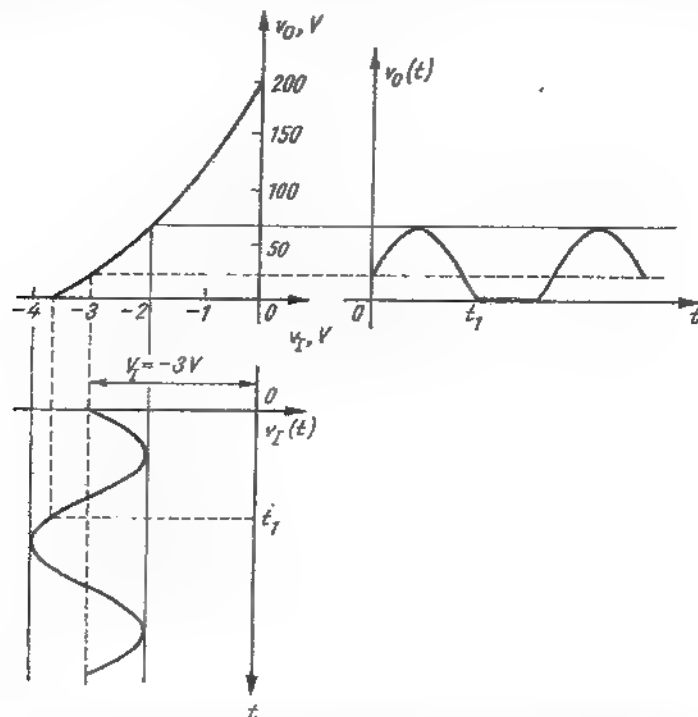


Fig. A.14. Semnalul de ieșire este distorsionat dacă punctul de funcționare este ales necorespunzător, sau dacă semnalul de intrare are o amplitudine prea mare.

2. Semnalul de ieșire este suprapus pe o componentă de curent continuu. În utilizarea amplificatorului, atât semnalul de intrare, cât și semnalul de ieșire dorit sînt adesea cu punct de masă comun. Tensiunea de intrare, de asemenea, nu trebuie să influențeze punctul de funcționare, iar ieșirea nu trebuie să conțină componente de curent continuu.

În fig. A.15 este prezentat un amplificator la care bornele de intrare și ieșire au punct de masă și sînt izolate de sursa de alimentare de curent continuu V_B . Întrucît condensatoarele blochează curentul continuu, ele izolează porțiunile de circuit conectate la sursa de alimentare, de bornele

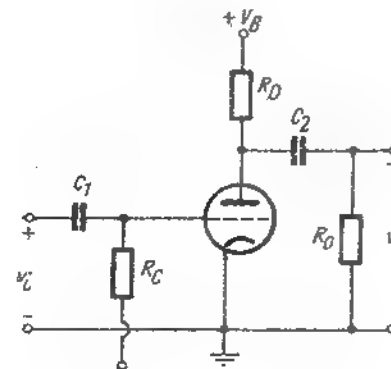


Fig. A.15 Amplificator în care sînt utilizate condensatoare pentru separarea bornelor de intrare și ieșire în curent continuu.

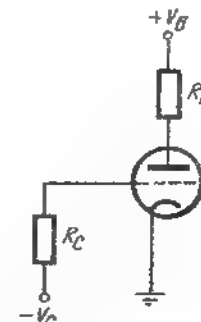


Fig. A.16 Circuit avînd același punct static de funcționare ca cel din fig. A.15.

terminale. În acest caz, circuitul care determină punctul de funcționare al triodei, constă numai din R_C , R_D și tub, așa cum se arată în fig. A.16. Tensiunea de curent continuu grilă-catod este aproximativ egală cu $-V_C$, deoarece curentul de grilă este neglijabil. Dacă considerăm $V_B = 300$ V, $R_D = 100$ k Ω și $V_C = 1,5$ V, tensiunea de curent continuu grilă-catod este $-1,5$ V, iar punctul de funcționare este același ca pentru circuitul din fig. A.7; construcția grafică a dreptei de sarcină este arătată în fig. A.8.

Datorită condensatoarelor din circuitul din fig. A.15, tensiunea de ieșire v_o este zero atunci cînd tensiunea de intrare v_i este zero. Condensatorul de intrare C_1 se încarcă la tensiunea E_C , în timp ce condensatorul de ieșire C_2 se încarcă la tensiunea E_B , care este tensiunea anod-catod în punctul de funcționare.

Condensatoarele servesc pentru cuplarea semnalului de intrare de curent alternativ (v_i) la grilă, și componentei de curent alternativ a tensiunii anod-catod la bornele de ieșire, adică la v_o . În cazul în care capacitățile au o valoare suficient de mare, astfel încît, variația tensiunii la bornele lor să fie neglijabilă în timpul care ne interesează, componenta de semnal e_i din tensiunea grilă catod este egală cu tensiunea de intrare v_i , iar tensiunea

de ieșire v_o , este egală cu componenta de semnal e_o a tensiunii anod-catod ²⁾, adică :

$$v_i = e_o \quad (\text{A.13a})$$

$$v_o = e_o \quad (\text{A.13b})$$

De notatm, totuși, că atunci cînd, datorită valorilor nenule ale lui v_i , punctul de funcționare instantaneu al tubului se deplasează față de punctul static (P din figura A.8), mișcarea *nu* se face în lungul dreptei de sarcină utilizat pentru determinarea punctului de funcționare. Datorită faptului că tensiunea la bornele lui C_1 nu se schimbă, ei rămîne la valoarea corespunzătoare lui $v_i = 0$, apare o variație a tensiunii anodice, *atît la bornele lui R_D , cît și la bornele lui R_o* , iar variația corespunzătoare a curentului anodic este suma variațiilor curenților prin aceste două rezistențe. În consecință, dreapta de sarcină care corespunde variațiilor de curent alternativ are o pantă care nu este egală cu $-1/R_D$, ci cu

$$\text{panta} = -1/R_D \parallel R_o = -\frac{R_D + R_o}{R_D R_o} \quad (\text{A.14})$$

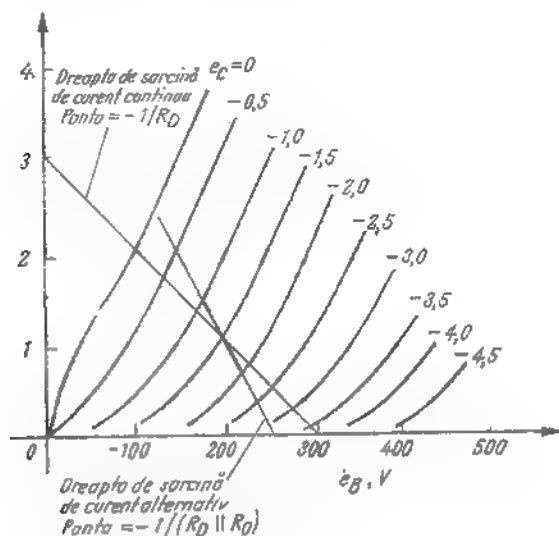


Fig. A.17. Dreptele de sarcină de curent continuu și de curent alternativ pentru circuitul din fig. A.15.

²⁾ În terminologia tradițională utilizată pentru tuburile cu vid, componenta de semnal a tensiunii grilă-catod se notează cu e_g în loc de e_o , iar componenta de semnal a tensiunii anod-catod se notează cu e_p în loc de e_o . În această carte vom folosi notația e_o și e_p .

Dreapta de sarcină de curent alternativ are o pantă mai mare decît dreapta de sarcină de curent continuu, așa cum se arată în figura A.17, deoarece rezistența de sarcină în curent alternativ $R_D \parallel R_o$ este mai mică decît rezistența de sarcină în curent continuu (schița este desenată pentru $R_o = R_D$). Porțiunea îngrîtă a dreptei de sarcină de curent alternativ

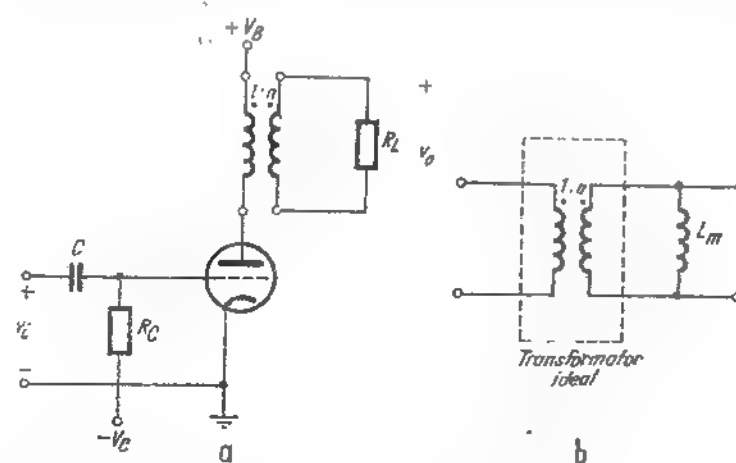


Fig. A.18 Amplificator cu transformator de cuplaj.

arată variația stării circuitului corespunzătoare unei variații a semnalului de intrare de $\pm 0,5$ V. Componenta de curent alternativ a tensiunii anod-catod este egală cu v_o și poate fi determinată proiectînd excursia punctului de funcționare în lungul dreptei de sarcină de curent alternativ pe axa tensiunii. În acest mod se poate construi *caracteristica de transfer de curent alternativ*.

În fig. A.18 a se prezintă o variantă de circuit care utilizează un transformator pentru a separa componenta de curent alternativ a semnalului de ieșire de componenta de curent continuu a tensiunii anodice și pentru a izola rezistența de sarcină R_L de sursa de alimentare. Evident, transformatorul nu transformă curentul continuu. În fig. A.18 b se află un circuit echivalent al transformatorului care pune în evidență acest fapt. Inductanța L_m numită inductanță de magnetizare, scurtcircuitează transformatorul ideal din punct de vedere al curentului continuu. Dacă L_m este suficient de mare, variația curentului este nesemnificativă în domeniul de frecvențe în care lucrăm, astfel încît această inductanță poate fi neglijată.

²⁾ Notația \parallel este utilizată pentru a desemna combinația în paralel a rezistențelor.

În fig. A. 19 sînt prezentate dreptele de sarcină în curent continuu și în curent alternativ pentru acest circuit. Dreapta de sarcină de curent continuu este verticală¹⁾, deoarece nu există cădere de tensiune continuă la bornele transformatorului. Punctul static de funcționare P este determinat de V_G care determină tensiunea de curent continuu grilă-catod. Dreapta

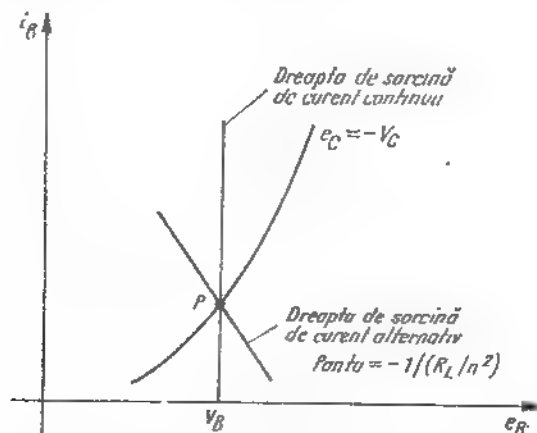


Fig. A.19 Dreptele de sarcină pentru circuitul din fig. A.18.

de sarcină de curent alternativ trece prin punctul de funcționare avînd o pantă $-1/(R_L/n^2)$, întrucît rezistența de sarcină văzută în primarul transformatorului este R_L/n^2 . Componenta de curent alternativ a tensiunii anod-catod se determină proiectînd variația punctului de funcționare instantaneu de pe dreapta de sarcină de curent alternativ pe axa tensiunilor (v. fig. A.17). Această tensiune de curent alternativ este evident de n ori mai mică decît tensiunea de ieșire de curent alternativ v_o . De notat că, tensiunea instantanee anod-catod poate fi în acest circuit mai mare decît V_B .

Condensatoarele utilizate în cele două circuite analizate în acest paragraf, blochează componentele de curent continuu ale curenților și cuplează semnalele de curent alternativ la intrarea și la ieșirea amplificatorului. De aceea ele sînt numite fie *condensatoare de blocare*, fie *condensatoare de cuplaj*, și sînt alese astfel încît căderea de tensiune alternativă la bornele lor să fie neglijabilă (vezi capitolul 14).

¹⁾ Un model de transformator mai realist ar ține seama de rezistența înfășurărilor. Dreapta de sarcină în curent continuu ar fi în acest caz înclinată și nu verticală.

A.4. MODELAREA ȘI ANALIZA CIRCUITELOR ACTIVE LINIARE

După cum s-a văzut în paragraful precedent, amplificatoarele care utilizează dispozitive active sînt astfel concepute încît să se obțină caracteristici intrare-ieșire liniare. Aceasta se poate obține prin restrîngerea domeniului de variație a curenților și tensiunilor la bornele dispozitivului activ, astfel încît neliniaritățile caracteristicilor acestuia să nu fie observabile. În acest caz, între componentele de semnal din jurul punctului static de funcționare există o relație aproximativ liniară.

Utilizăm această relație liniară a componentelor de semnal la variații suficient de mici pentru a obține o descriere algebrică a funcționării dispozitivului. O astfel de descriere furnizează o variantă la modelele grafice considerate pînă acum, și face posibilă utilizarea instrumentului puternic al teoriei circuitelor liniare în analiza circuitelor active. Pentru a exemplifica această metodă vom utiliza din nou o triodă cu vid.

A.4.1. Model de semnal mic

Ținînd seama de natura fizică a triodei, vom considera tensiunile la borne ca variabile independente, iar curenții ca variabile dependente. În acest caz, descrierea formală a funcționării electrice a dispozitivului este:

$$i_B = i_B(e_B, e_C) \quad (\text{A.15a})$$

$$i_C \approx 0 \quad (\text{A.15b})$$

Considerăm fiecare variabilă la terminale ca fiind formată dintr-o componentă *statică*, sau de curent continuu, și o componentă *de semnal*. Componentele statice definesc punctul de funcționare în curent continuu; componentele de semnal măsoară depărtarea de acest punct de lucru. În acest caz, cele patru variabile totale instantanee care apar în ecuația A. 15. pot fi scrise

$$e_B = E_B + e_b \quad (\text{A.16a})$$

$$e_C = E_C + e_c \quad (\text{A.16b})$$

$$i_B = I_B + i_b \quad (\text{A.16c})$$

$$i_C = I_C + i_c \quad (\text{A.16d})$$

Notăția este cea introdusă în paragraful A.3.4; primii termeni din membrul drept al acestor ecuații sînt componentele de curent continuu, iar următorii sînt componentele de semnal.

O reprezentare formală a relației dintre componentele de semnal poate fi obținută dezvoltînd în serie Taylor în jurul punctului static, relația funcțională implicată de ecuația A.15. Dezvoltarea ecuației A.15 a este

$$i_B = i_B|_Q + \frac{\partial i_B}{\partial e_B}|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_c}|_Q e_c + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 i_B}{\partial e_B^2}|_Q e_b^2 + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 i_B}{\partial e_c^2}|_Q e_c^2 + \frac{\partial^2 i_B}{\partial e_B \partial e_c}|_Q e_b e_c +$$

+ termenii de ordin superior, (A.17)

Notăția $i_B|_Q$ sau $\partial i_B / \partial e_B|_Q$ arată că funcția sau derivata parțială considerată trebuie evaluată în punctul $e_B = E_B$, $e_c = E_c$. Dacă variabilele de semnal sînt suficient de mici, astfel încît curentul anodic instantaneu să fie aproximativ liniar în vecinătatea acestui punct, dezvoltarea poate fi aproximată neglijînd termenii de ordinul al doilea și mai mare. În acest caz

$$i_B \approx i_B|_Q + \frac{\partial i_B}{\partial e_B}|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_c}|_Q e_c \quad (\text{A.18a})$$

Dacă se exprimă curentul anodic în funcție de componentele sale de curent continuu și de curent alternativ, ecuația A.18 a devine, folosind ecuația A.16c

$$I_B + i_b = i_B|_Q + \frac{\partial i_B}{\partial e_B}|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_c}|_Q e_c \quad (\text{A.18b})$$

Întrucît componentele de semnal mic sînt independente de componentele statice, ele pot fi considerate nule, fără a afecta punctul static de funcționare al dispozitivului. În acest caz, ecuația A. 18b devine

$$I_B = i_B|_Q \quad (\text{A.19a})$$

În sfîrșit, dacă scădem din ecuația A.18b relația corespunzătoare punctului static, obținem o relație între componentele de semnal mic :

$$i_b = \frac{\partial i_B}{\partial e_B}|_Q e_b + \frac{\partial i_B}{\partial e_c}|_Q e_c \quad (\text{A.19b})$$

De fapt, din ecuația A.19a nu aflăm nimic nou. Ea ne spune numai că curentul anodic continuu este legat de tensiunile continue de la bornele

terminale prin relația funcțională (A. 15a), evaluată în punctul de lucru. Ecuația A. 19 b este o relație *liniară* între componentele de semnal. Coeficienții acestei relații liniare sînt derivatele relației între variabilele totale, evaluate în punctul static de funcționare.

Întrucît curentul de grilă este egal aproximativ cu zero, o dezvoltare formală nu este necesară. Putem scrie

$$i_c \approx 0 \quad (\text{A.20a})$$

$$i_c \approx 0 \quad (\text{A.20b})$$

Desigur, o relație funcțională, nenulă, pentru curentul de grilă ar fi putut fi dezvoltată exact în același mod ca pentru i_B .

Ecuația A.19b constituie un model care leagă liniar componentele de semnal. Acest model se numește *modelul de semnal mic* sau *modelul incremental*. Variabilele pe care le leagă sînt deseori numite *variabile de semnal mic*. Aceste denumiri accentuează faptul că modelul se aplică numai pentru domenii de variație restrînse ale componentelor de semnal.

Modelul de semnal mic poate fi exprimat pe baza unei reamenajări a elementelor circuitului idealizat. În acest caz, scriem ecuația A.19b astfel:

$$i_b = g_p e_b + g_m e_c \quad (\text{A.21a})$$

unde

$$g_p = \frac{i_B}{e_B}|_Q \quad (\text{A.21b})$$

este considerată *conductanța anodică (de ieșire) de semnal mic*, iar

$$g_m = \frac{i_B}{e_c}|_Q \quad (\text{A.21c})$$

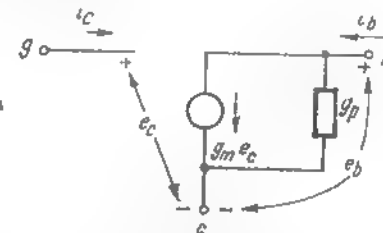


Fig. A.20 Model de semnal mic pentru trioda cu vid.

este numită *conductanța de semnal mic de transfer în sens direct*, sau, mai simplu, *transconductanța de semnal mic*. Cu aceste notații, modelul de semnal mic poate fi reprezentat ca în fig. A. 20. Acest model corespunde ecuațiilor A. 20b și A. 21a, deoarece ecuațiile la noduri ale circuitului corespund exact descrierii algebrice.

De fapt, modelul de semnal mic din fig. A. 20 este doar o reprezentare formală a relațiilor între variabilele de semnal mic; el nu este complet decât dacă se determină coeficienții g_p și g_m . Analiza comportării fizice a triodei cu vid ne-ar pune la dispoziție o relație algebrică specifică, avînd forma ecuației A.15 a. Această descriere a dispozitivului ar putea sta la baza determinării directe a parametrilor de semnal mic, în concordanță cu ecuațiile A.21 b și A. 21 c. Vom exemplifica această cale în capitolul 23, după ce vom analiza din punct de vedere cantitativ comportarea fizică a triodelor cu vid. Pentru moment, evaluăm parametrii de semnal mic, analizînd legătura dintre ei și descrierea grafică a dispozitivului.

Parametrii de semnal mic g_p și g_m sînt corelați cu pantele și distanțele dintre caracteristicile statice de ieșire. Ecuația A. 21 b arată că g_p poate fi scris

$$g_p \approx \left. \frac{\Delta i_B}{\Delta e_B} \right|_{\Delta e_C = 0} \quad (\text{A.22a})$$

Cu alte cuvinte, conductanța de ieșire de semnal mic este egală cu panta în punctul de funcționare a caracteristicii curentului anodic în funcție de tensiunea anodică, pentru o tensiune fixă grilă-catod. În mod asemănător, transconductanța de semnal mic poate fi scrisă

$$g_m \approx \left. \frac{\Delta i_B}{\Delta e_C} \right|_{\Delta e_B = 0} \quad (\text{A.22b})$$

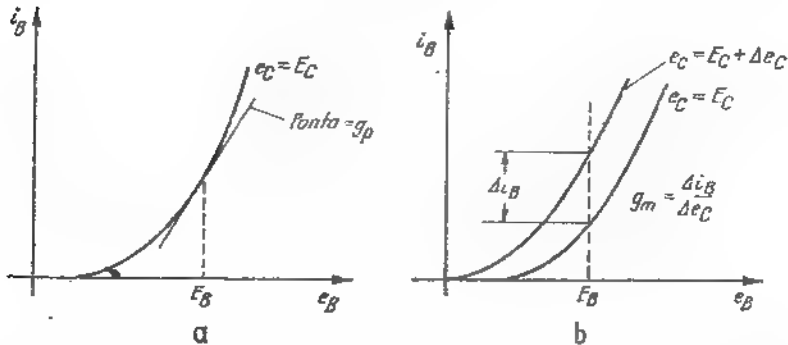


Fig. A.21 Determinarea parametrilor de semnal mic cu ajutorul caracteristicilor statice.

Acest coeficient este egal cu distanța dintre două caracteristici de curent corespunzătoare unității de tensiune e_C . Aceste relații sînt prezentate în fig. A. 21.

A.4.2. Analiza de semnal mic a unui amplificator

Pentru a exemplifica aplicarea modelelor de semnal mic, să considerăm din nou amplificatorul simplu din fig. A. 12. Condiția pe care sursa de alimentare și rezistența de sarcină o impune tubului este

$$V_B = i_B R_L + e_B \quad (\text{A.23a})$$

Exprimînd curentul anodic și tensiunea anod-catod în funcție de componentele lor de curent continuu și de semnal, obținem

$$V_B = (I_B R_L + E_B) + (i_b R_L + e_b) \quad (\text{A.23b})$$

Întrucît componentele statice și cele de semnal mic sînt independente, această relație poate fi separată în două părți:

$$V_B = I_B R_L + e_B \quad (\text{A.24a})$$

$$0 = i_b R_L + e_b \quad (\text{A.24b})$$

Ecuația A. 24 a exprimă legătura dintre componentele de curent continuu și, practic, nu spune nimic nou. Ecuația A.24b leagă componentele de semnal mic. Membrul stîng este nul deoarece tensiunea sursei de alimentare are o valoare fixă și nu are componentă de semnal.

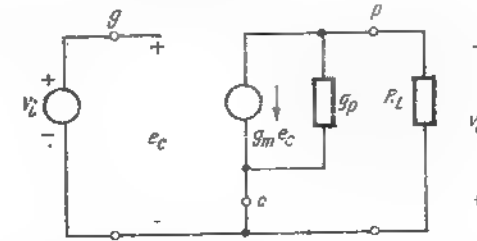


Fig. A.22 Model de semnal mic pentru amplificatorul din fig. A.12.

Ecuația A. 24b exprimă constrîngerea pe care o impune curentul variabilelor de semnal mic la bornele anod-catod ale tubului. În consecință, această constrîngere poate fi reprezentată cu ajutorul modelului de semnal mic al dispozitivului, din fig. A. 22. De observat că bornele grilă-catod sînt conectate direct la v_i , care este componenta de semnal a tensiunii de intrare; componenta de curent continuu corespunzătoare V_I (care fixează punctul de funcționare) nu apare în această rețea de semnal mic. În gene-

ral, toate sursele trebuie suprimate când formăm circuitul de semnal mic. Aceasta revine la a înlocui toate sursele de tensiune continuă cu scurt-circuite (ca în fig. A. 22), iar sursele de curent continuu cu goluri (între-ruperi).

Modelul din fig. A. 22 poate fi utilizat pentru evaluarea dependenței lui v_o de v_i . Concret,

$$v_o = (g_m e_o) R_L \parallel \left(\frac{1}{g_p} \right) \quad (\text{A.25a})$$

sau,

$$v_o = g_m \frac{R_L r_p}{R_L + r_p} e_o \quad (\text{A.25b})$$

unde r_p reprezintă inversul lui g_p . Ținând cont că $e_o = v_i$, avem

$$\frac{v_o}{v_i} = g_m \frac{R_L r_p}{R_L + r_p} \quad (\text{A.25c})$$

Acest raport al variabilelor de semnal mic este *raportul de transfer direct în tensiune, la semnal mic*, (egal cu panta caracteristicii de transfer în punctul de funcționare, ca în fig. A. 13).

Pentru a verifica această afirmație, să evaluăm g_m și g_p din fig. A.8 și să calculăm v_o/v_i . Punctul de funcționare este arătat pe caracteristicile de ieșire din fig. A. 8. Pentru acest punct, în concordanță cu ecuația A. 22, găsim

$$g_p \approx \frac{1}{80 \text{ k}\Omega}$$

$$g_m \approx 1,5 \text{ mS}$$

Pentru $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ găsim $v_o/v_i \approx 65$, care, ținând cont de precizia acestor scheme, este egal cu panta caracteristicii de transfer în punctul de funcționare.

În circuite mai complexe, modelele de semnal mic liniare, ca cel [din acest exemplu, prezintă avantaje importante față de modelele de analiză grafică. Aceasta apare evident când circuitul care ne interesează conține elemente care înmagazinează energie, și, când trebuie luată în considerare dinamica dispozitivelor active. În astfel de cazuri, utilizarea modelelor liniare de semnal mic ne permite să utilizăm toate instrumentele de analiză,

punctele de vedere și intuiția dezvoltate în studiul circuitelor liniare pasive. De exemplu, se pot utiliza adesea, cu multă eficiență, metode care consideră semnalele de excitație de formă exponențială și care se axează pe frecvențele naturale ale sistemului.

O atenție deosebită se acordă la trei aspecte ale modelelor de semnal mic și analizei de semnal mic. În primul rând, parametrii acestor modele depind explicit de punctul de funcționare. În consecință, este fără sens să se specifice parametrii de semnal mic fără a se specifica, de asemenea, punctul de funcționare în care sînt considerați acești parametri. În al doilea rând, analiza de semnal mic nu ține cont de natura evident neliniară a dispozitivelor active. Deci, modelele de semnal mic nu pot fi utilizate pentru evaluarea distorsiunilor unui amplificator; ele nici măcar nu sugerează existența neliniarităților care produc distorsiuni. Este deci necesar să se rețină că analiza de semnal mic este valabilă numai pentru variații mici ale variabilelor. În al treilea rând, modelul de semnal mic se aplică *numai* la componentele de semnal mic ale variabilelor și nu poate fi utilizat pentru studiul relațiilor dintre componentele statice ale variabilelor, sau dintre variabilele totale.

REFERINȚE BIBLIOGRAFICE

- A.1. H. J. Zimmermann și S. J. Mason, *Electronic Circuit Theory*, Wiley, New York, 1959.
A.2. T. S. Gray, *Applied Electronics*, The M.I.T. Press, Cambridge, Mass., 1954.

PROBLEME

P.A.1. Trioda cu vid ale cărei caracteristici de ieșire sînt prezentate în fig. A.4, este conectată în circuitul din A.7. Valorile parametrilor sînt

$$V_B = 250 \text{ V}$$

$$R_L = 50 \text{ k}\Omega$$

- (a) Să se traseze dreapta de sarcină pe coordonatele din fig. A.4.
(b) Care este cea mai mică valoare a lui e_C care va bloca trioda, adică îl va reduce pe i_B la zero?
(c) Să se determine punctul de funcționare (e_B , i_B) pentru

$$(1) e_C = 0 \text{ V}$$

$$(2) e_C = -2 \text{ V}$$

P.A.2. Utilizând valorile parametrilor introduse în problema P.A.1, să se determine, să se traseze și să se dimensioneze caracteristica statică de transfer, adică v_D în funcție de v_I pentru $-4V < v_I < 0$.

Să se traseze caracteristicile de transfer în coordonatele din fig. A.9.

P.A.3 Această problemă se referă la circuitul din fig. A.11. Tubul este descris de caracteristicile de ieșire din fig. A.4. Să presupunem că

$$V_B = 300 \text{ V}$$

$$R_D = 80 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 500 \Omega$$

(a) Să se determine punctul de funcționare (e_D , i_D) la $v_I = 0$.

(b) Să se determine, să se traseze și să se dimensioneze caracteristica statică de transfer, care leagă tensiunea v_D , la bornele rezistenței R_D , cu tensiunea de intrare v_I , în domeniul $-4V < v_I < 1V$.

(c) Fînd date $V_B = 300 \text{ V}$, $v_I = 0$, $R_D = 80 \text{ k}\Omega$, se impune ca circuitul să lucreze cu $i_D = -1,5 \text{ mA}$. Ce valoare a lui R_S va conduce la acest punct de funcționare?

P.A.4 Această problemă se referă la amplificatorul din fig. A.15. Se presupune că tubul este descris prin caracteristicile din fig. A.4 și că

$$V_B = 400 \text{ V}$$

$$R_D = R_O = 50 \text{ k}\Omega$$

$$V_C = -1,5 \text{ V}$$

Să se găsească punctul static de funcționare (e_B , i_B).

P.A.5. Considerînd circuitul din fig. A. 18a și

$$V_B = 200 \text{ V}$$

$$R_L = 2 \text{ k}\Omega$$

să se determine valoarea lui V_C care conduce la un curent anodic 2mA. Se vor utiliza caracteristicile din fig. A.4.

P.A.6. Această problemă este o dezvoltare a problemei P.A.3 și utilizează valorile parametrilor introduse acolo.

(a) În punctul de funcționare, cînd $v_I = 0$, să se determine g_m și r_p .

(b) Să se deducă o expresie pentru amplificarea de tensiune de semnal mic v_d/v_i , unde v_d reprezintă componenta de semnal mic a tensiunii la bornele lui R_D .

(c) Să se determine amplificarea de tensiune de semnal mic în punctul de funcționare corespunzător lui $v_I = 0$. Să se compare acest rezultat cu panta în același punct de funcționare, determinată în problema P.A.3.

P.A.7. Această problemă este o dezvoltare a problemei P.A.4 și utilizează aceleași valori ale parametrilor.

(a) Să se determine g_m și r_p în punctul de funcționare.

(b) Să se deducă expresia amplificării de tensiune de semnal mic v_d/v_i și să se calculeze această amplificare în punctul de funcționare.

ANEXA B

B.1. Electronica fizică a tuburilor cu vid

B.1.1. Analiza statică a diodei și legea parabolică 3/2

B.1.2. Efecte dinamice în diode

B.1.3. Analiza statică a triodei

B.1.4. Efecte dinamice în triode

B.1.5. Tuburi cu vid cu mai multe grile

B.2. Circuite echivalente tuburilor cu vid

B.2.1. Modele cu liniarizare pe porțiuni pentru diode

B.2.2. Modele cu liniarizare pe porțiuni pentru triode

B.2.3. Modele de semnal mic ale triodelor

B.2.4. Circuite echivalente ale pentodelor

Referințe bibliografice

Probleme

B

Electronica fizică a tuburilor cu vid
și circuite echivalente

B.1. ELECTRONICA FIZICĂ A TUBURILOR CU VID

B.1.1. Analiza statică a diodei și legea parabolică 3/2

În acest capitol urmărim să studiem în termeni cantitativi dependența curentului anodic de tensiunea anod-catod, și să determinăm distribuția potențialului electrostatic și sarcinii spațiale în diodă. Cu toate că, am putea dezvolta această analiză pentru structura cilindrică arătată în

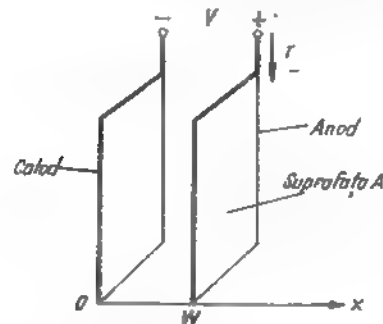


Fig. B.1 Diodă cu structură plan-paralelă.

fig. A.1, soluțiile ecuațiilor diferențiale care guvernează distribuția și fluxul electronilor în structură, se obțin mai ușor dacă ne referim la structura plan paralelă din fig. B.1. Presupunem că electrozii, care au suprafața A , au dimensiuni mari față de distanța W dintre ei. În acest caz, vom neglija

discontinuitatea cîmpului electric și a curentului la marginile electrozilor și vom presupune că cîmpul și curentul sînt orientate pe direcția x , și sînt uniforme pe întreaga suprafață a electrozilor.

Ne ocupăm acum de consecințele creșterii de la zero a vitezei cu care electronii sînt emiși de suprafața catodului. În acest caz, variabila impli-

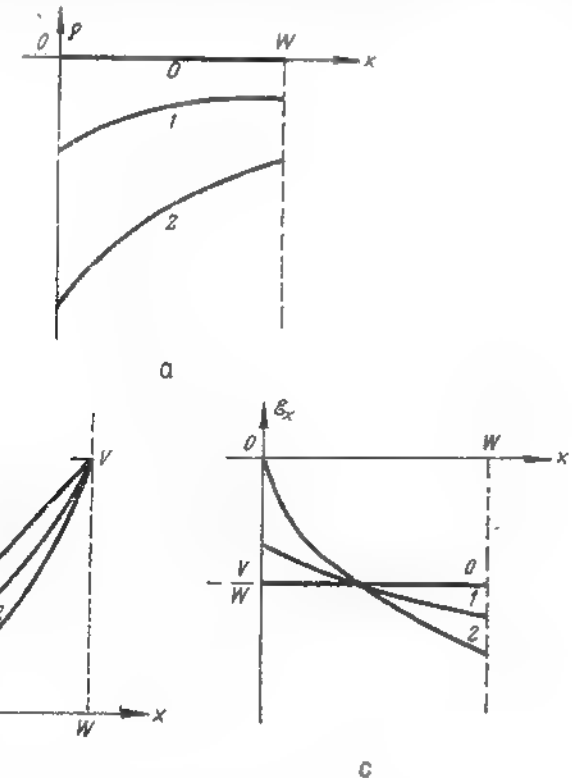


Fig. B.2 Dependența sarcinii spațiale, potențialului electrostatic și cîmpului electric de poziție, pentru dioda cu structură plan-paralelă din fig. B.1. Potențialul este presupus zero la suprafața catodului ($x = 0$). Curbele sînt trasate pentru trei valori ale vitezei de emisie: curba notată cu zero corespunde cazului cînd nu există emisie; cea notată cu 2 corespunde unei viteze de emisie de cîteva ori mai mare decît viteza de deplasare a electronilor spre anod; cea notată cu zero corespunde unei viteze de emisie pentru care toți electronii emiși se îndreaptă spre anod.

cită este temperatura catodului, care este controlată de puterea dată în filament. Presupunem în această analiză că tensiunea anod-catod este fixată la o anumită valoare V .

Cînd catodul este rece, nu există electroni în spațiul dintre electrozi. În consecință, nu există sarcină spațială în această regiune, potențialul variază liniar între electrozi, cîmpul electric este uniform și nu există curent. Această situație, care corespunde exact aceleia dintr-un condensator cu plăci plane, distanțate cu W , avînd aplicată tensiunea V , este ilustrată prin curba notată cu 0 în fig. B.2. Cîmpul electric uniform pleacă de pe suprafața anodului, încărcat pozitiv, și se termină pe suprafața catodului, care are o sarcină negativă de egală densitate.

Dacă viteza de emisie crește, electronii intră în spațiul dintre electrozi, și se îndreaptă spre anod. În acest caz, densitatea de sarcină spațială ρ devine negativă, așa cum se arată prin curba notată cu 1 în fig. B.2 a. Densitatea de sarcină spațială variază cu poziția, deoarece electronii se grupează în pîlcuri atunci cînd viteza lor este mică, adică lîngă catod. În apropierea anodului, viteza lor este mare și, deci, concentrația lor trebuie să fie mai mică pentru aceeași densitate de curent. Distribuția de potențial se schimbă, iar cîmpul electric nu mai este uniform, datorită prezenței sarcinii spațiale între electrozi. Cu toate că cîmpul pornește și acum de la sarcina pozitivă de pe suprafața anodului el se termină, în parte, pe sarcina spațială negativă dintre electrozi.

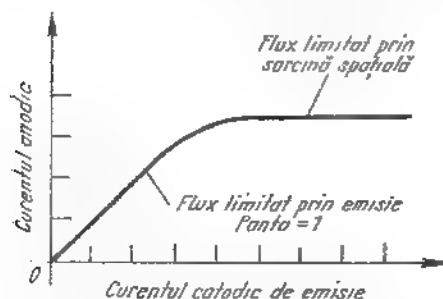


Fig. B.3 Dependenta curentului anodic de curentul catodic de emisie pentru o anumită tensiune anod-catod.

În regiunea de funcționare ilustrată de curbele notate cu 1, curentul de electroni care străbate spațiul de la catod la anod este controlat de viteza emisiei de electroni de la catod. Fiecare electron emis este colectat de anod. Curba care exprimă dependența curentului anodic în funcție de curentul emis este liniară și are o pantă egală cu unitatea în această regiune, așa cum se arată în fig. B.3 prin porțiunea de curbă notată „cu limitare prin emisie”.

Pe măsură ce viteza emisiei de electroni crește, densitatea de sarcină spațială crește și mai mult și cîmpul electric la suprafața catodului scade; din ce în ce mai multe linii de cîmp se închid pe sarcina spațială dintre electrozi. Eventual, cîmpul la suprafața catodului devine nul, din cauză că sarcina spațială dintre electrozi este suficientă pentru a închide în întregime cîmpul. Condiția de cîmp nul la suprafața catodului corespunde unei

ecranări complete a anodului față de catod, datorită sarcinii spațiale negative interceptate. Electronii emiși de catod nu sînt de loc influențați de prezența anodului încărcat pozitiv. Curentul anodic este acum controlat de sarcina spațială dintre electrozi, și nu de viteza de emisie a electronilor. Majoritatea electronilor emiși, care nu sînt supuși acțiunii niciunei cîmp electric la suprafața catodului, reintră în catod; numai o mică parte din electronii emiși contribuie la curentul anodic. Curentul anodic este controlat de sarcina spațială; această regiune de funcționare, în care curentul anodic este independent de curentul de emisie, se numește cu limitare prin sarcină spațială (fig. B.3). Majoritatea tuburilor cu vid lucrează în regiunea cu limitare prin sarcină spațială.

Această analiză este analogă cu aceea de la paragraful 4.2.3, în care se studiază factorii care controlează curentul în joncțiunea pn a unei diode direct polarizate. Cazurile extreme în această situație sînt: curentul limitat în stratul de sarcină spațială și curentul limitat în regiunile neutre. Aici, cazurile extreme sînt: curentul limitat de emisie, în care curentul este controlat nu de distribuția cîmpului în spațiul dintre electrozi, ci de viteza cu care electronii sînt emiși de catodul încălzit, și, curentul limitat prin sarcină spațială, în care catodul este într-un evasiechilibru (majoritatea electronilor emiși reintră în suprafața catodului), iar curentul este controlat de distribuția cîmpului și sarcinii în spațiul dintre electrozi.

Se va determina acum dependența curentului anodic de tensiunea anod-catod în regiunea cu limitare prin sarcină spațială, pentru o diodă cu structură plan-paralelă. Se presupune că electronii se găsesc în abundență la suprafața catodului și că ies din catod cu o viteză neglijabil de mică¹. Se presupune, de asemenea, că concentrația de electroni între electrozi este suficient de mică, astfel încît ciocnirile dintre electroni au un efect neglijabil. În acest caz, singura forță care acționează asupra unui electron în drumul său de la catod la anod, este aceea produsă de cîmpul electric asociat cu variația de potențial.

Se notează potențialul electrostatic la distanța x prin $\psi(x)$ și se presupune că $\psi(0) = 0$, adică potențialul este nul la suprafața catodului. Dacă se notează viteza unui electron la distanța x prin $u(x)$, avem

$$\frac{1}{2} m u^2(x) = q \psi(x) \quad (B.1)$$

unde m reprezintă masa electronului, iar q mărimea sarcinii electronului. Ecuația B.1 este o expresie a legii conservării energiei pentru un electron;

¹ Practic, electronii sînt emiși cu o viteză diferită de zero. Energia termică medie a electronilor se găsește de obicei în domeniul de la 0,1 la 2 eV. Această viteză inițială determină o cădere în distribuția de potențial chiar lîngă catod; condiția de limitare prin sarcină spațială corespunde unui mic cîmp de întîrziere la suprafața catodului. Acest cîmp de întîrziere contrabalansează vitezele inițiale ale electronilor și determină plasarea electronilor în punctul de potențial minim. Erorile asociate cu neglijarea vitezelor inițiale nu sînt importante, exceptînd cazul tensiunilor anod-catod de ordinul cîtorva volți.

electronul pierde $q\psi(x)$ unități de energie potențială, parcurgând spațiul în care potențialul crește cu $\psi(x)$ și această pierdere de energie potențială atrage o creștere de energie cinetică. Întrucât s-a presupus că electronul este în repaus pe suprafața catodului, variația de energie cinetică este $mu^2(x)/2$.

Bilanțul energetic (B.1) se poate utiliza pentru determinarea vitezei electronului $u(x)$:

$$u(x) = \sqrt{\frac{2q}{m} \psi(x)} \quad (\text{B.2})$$

Cu toate că mișcarea electronului este influențată de distribuția de potențial, sarcinile electronice mobile afectează de asemenea distribuția potențialului. Densitatea de curent J , orientată pe direcția x , este independentă de x și poate fi exprimată în funcție de densitatea de sarcină spațială $\rho(x)$ și de viteza electronului $u(x)$:

$$J(x) = \rho(x) u(x) \quad (\text{B.3})$$

Variația densității de sarcină cu poziția este, deci, controlată de distribuția vitezei:

$$\rho(x) = \frac{J}{u(x)} \quad (\text{B.4})$$

Această sarcină spațială influențează distribuția de potențial conform legii lui Gauss. Pentru cazul unidimensional al diodei plan-paralele, legea lui Gauss se scrie sub formă diferențială astfel

$$\frac{dEx}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_0} \quad (\text{B.5a})$$

unde ϵ_0 reprezintă permitivitatea vidului. Întrucât

$$E_x = -\frac{d\psi(x)}{dx} \quad (\text{B.5b})$$

legea lui Gauss poate fi exprimată în funcție de potențial

$$\frac{d^2\psi(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_0} \quad (\text{B.6})$$

Sub această formă ea este cunoscută ca *ecuația Poisson* (unidimensională).-

Ecuațiile B.2, B.4 și B.6 constituie un ansamblu de trei ecuații simultane cu trei necunoscute $u(x)$, $\rho(x)$ și $\psi(x)$ (J este un parametru al soluției). Pentru a determina forma distribuțiilor vitezei, sarcinii spațiale și potențialului, vom reduce cele trei ecuații la una singură, având ca variabilă potențialul. Rezultatul acestei operații este

$$\frac{d^2\psi(x)}{dx^2} = -\frac{J}{\epsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2q}} \left[\psi(x) \right]^{-1/2} \quad (\text{B.7})$$

Cu toate că această ecuație diferențială este neliniară, ea poate fi ușor integrată de două ori, pentru a obține pe $\psi(x)$ care are următoarele condiții la limită

$$\psi(W) = V \quad (\text{B.8a})$$

$$\frac{d\psi}{dx} \Big|_{x=0} = 0 \quad (\text{B.8b})$$

Rezultatul (a se vedea problema P.B.1) este

$$\psi(x) = V \left(\frac{x}{W} \right)^{4/3} \quad (\text{B.9})$$

Densitatea de curent J , asociată cu această distribuție de potențial, este

$$J = -\frac{4\epsilon_0}{9W^2} \sqrt{\frac{2q}{m}} V^{3/2} \quad (\text{B.10})$$

Valoarea negativă a lui J corespunde unui flux de electroni de la catod la anod, adică în direcția x . Curentul anodic total I (v. fig. B.1) este

$$I = -JA$$

Relația $I - V$ la dioda cu limitare prin sarcină spațială este

$$I = KV^{3/2} \quad (\text{B.11a})$$

unde

$$K = \frac{4\epsilon_0 A}{9W^2} \sqrt{\frac{2q}{m}} \quad (\text{B.11b})$$

se numește *perveanța* diodei

Cu toate că relația $I-V$ din ecuația B.11 a fost dedusă pentru cazul particular al diodei cu structură plan-paralelă, *legea parabolică 3/2* este foarte generală și se aplică diodelor cu structuri de orice tip, în care vitezele inițiale ale electronilor sînt neglijabile, iar curentul este limitat prin sarcină spațială. Această concluzie generală derivă din natura liniară a fenomenelor electrostatice. Dacă am multiplica cu un factor α tensiunea anod-catod a unei diode cu limitare prin sarcină spațială, atunci potențialul și densitatea de sarcină spațială în spațiul dintre electrozi ar trebui să se modifice în fiecare punct cu același factor α ; această modificare este o consecință a naturii liniare a ecuației lui Poisson. Totuși, distribuția vitezei, care este reprezentată de ecuația B. 2 pentru orice structură, se multiplică printr-un factor $\alpha^{1/2}$. În consecință, densitatea de curent dată de ecuația B. 3 trebuie să se schimbe cu un factor egal cu $\alpha(\alpha^{1/2}) = \alpha^{3/2}$. Deci, curentul I depinde de tensiune printr-o lege de exponent 3/2.

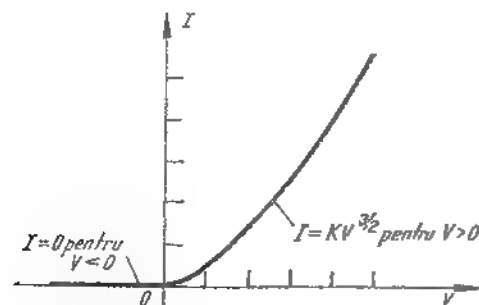


Fig. B.4 Caracteristica $I-V$ a unei diode cu limitare prin sarcină spațială

Subliniem că, analiza care conduce la *legea parabolică 3/2* se aplică numai cînd V este pozitiv. După cum s-a arătat la începutul acestui paragraf, atunci cînd V este negativ, nu există flux de electroni, deoarece cîmpul electric, care este uniform în spațiul dintre electrozi, respinge electronii înapoi spre suprafața catodului. Caracteristica statică completă $I-V$ a unei diode termoelectronice cu limitare prin sarcină spațială are forma din fig. B.4.

B.1.2. Efecte dinamice în diode

În paragraful precedent s-a presupus că tensiunea și curentul diodei sînt constante, sau statice. Vom considera, acum, cazul unor tensiuni și curenți variabili în timp și vom extinde analiza fenomenelor fizice din diode, pentru a include efectele dinamice asociate cu viteze mari de variație pentru variabilele de la terminale.

Există două surse de efecte dinamice în diode :

1. Un electron necesită un timp diferit de zero pentru a se deplasa de la catod la anod ; acest interval se numește *timp de tranziț (trecere)*. Dacă tensiunea anod-catod se schimbă în mod simțitor în timpul de tranziț, efectele inerțiale ale sarcinii în tranziț devin importante, iar curentul anodic instantaneu devine o funcție nu numai de tensiunea anodică instantanee, ci, și de variațiile anterioare (de istoria) ale acestei tensiuni. În acest caz, relația $I-V$ din ecuația B. 11 a nu mai este valabilă.

2. Cînd tensiunea anod-catod se schimbă rapid, variația distribuțiilor de sarcină spațială necesită curenți de deplasare. Acești curenți de deplasare trebuie „justificați” la bornele diodei.

Cu toate că nu efectuăm o analiză detaliată a diodei cu vid pentru viteze de variație ale tensiunii la borne suficient de mari, astfel ca timpul de tranziț să conteze, vom calcula totuși acest timp de tranziț. Calculul furnizează un criteriu aproximativ pentru evaluarea efectelor inerțiale în orice situație practică.

Viteza unui electron este dată de ecuația B.2. Utilizînd ecuația B. 9 pentru a-l înlocui pe $\phi(x)$ în această relație, obținem

$$u(x) = \sqrt{\frac{2qV}{m}} \left(\frac{x}{W}\right)^{2/3} \quad (\text{B.12})$$

Timpul necesar unui electron pentru a se deplasa de la x la $x + dx$

este

$$dt = \frac{dx}{d(u)} \quad (\text{B.13})$$

În consecință, timpul de tranziț T este

$$T = \int_0^W \frac{dx}{u(x)} = \sqrt{\frac{m}{2qV}} \int_0^W \left(\frac{x}{W}\right)^{2/3} dx$$

Atunci

$$T = 3W \sqrt{\frac{m}{2qV}} \quad (\text{B.14})$$

Din ecuația B.2 rezultă că viteza unui electron la anod este

$$u_m = \sqrt{\frac{2qV}{m}}$$

Timpul de tranzit poate fi deci scris

$$T = 3 \frac{W}{u_m} \quad (\text{B.15})$$

O diodă cu un spațiu între electrozi de 1 mm și o tensiune anodică de 100 V, are o viteză de impact cu anodul a electronilor de aproximativ $6 \cdot 10^6$ m/s și un timp de tranzit de aproximativ 0,5 ns ($0,5 \cdot 10^{-9}$ s). În acest caz, dacă tensiunea diodei variază puțin, relativ la scara nanosecundelor, mișcarea electronilor poate fi privită ca o succesiune de stări staționare, și legea parabolică 3/2 se aplică. O sinusoidă cu frecvența de 2 GHz ($2 \cdot 10^9$ s⁻¹) are o perioadă egală cu timpul de tranzit din exemplul de mai sus. Rezultă că analiza „statică” de la paragraful B.1.1 s-ar putea aplica pentru componentele alternative ale tensiunii, avind frecvențe de ordinul sutelor de megaherți.

Putem determina consecințele curenților de deplasare, presupunind că tensiunea variază suficient de lent pentru ca efectele inerțiale să fie neglijabile, și, utilizând analiza statică din paragraful B.1.1 pentru a evalua sarcina spațială (sau, sarcina anodică, care este egală cu sarcina spațială) corespunzătoare unei anumite tensiuni. Considerăm din nou o structură plan-paralelă cu un curent limitat prin sarcină spațială.

Cîmpul electric în spațiul dintre electrozi este, conform ecuației B.9

$$\mathcal{E} = -\frac{d\psi}{dx} = -\left(\frac{4}{3}\right) \left(\frac{V}{W}\right) \left(\frac{x}{W}\right)^{1/3} \quad (\text{B.16})$$

iar cîmpul la anod este

$$\mathcal{E}(W) = -\frac{4}{3} \left(\frac{V}{W}\right) \quad (\text{B.17.a})$$

Acest cîmp pleacă de pe sarcinile pozitive de la suprafața anodului. Această densitate de sarcină la suprafață este, conform legii lui Gauss

$$\sigma = -\mathcal{E}(W) \epsilon_0 = \frac{4}{3} \epsilon_0 \left(\frac{V}{W}\right) \quad (\text{B.17b})$$

Intrucît sarcina de la suprafața anodului, σ , este proporțională cu tensiunea anodică V , relația dintre sarcină și tensiune poate fi exprimată în funcție de capacitatea anod-catod C_{pk} :

$$C_{pk} = \frac{\sigma A}{V} = \frac{4}{3} \epsilon_0 \frac{A}{W} \quad (\text{B.17c})$$

Această capacitate, definită pentru cazul limitării prin sarcină spațială, diferă de aceea care s-ar fi măsurat în absența curentului, adică pentru un catod rece. În asemenea cazuri, cîmpul electric ar fi uniform, așa cum se arată în fig. B. 2c, iar capacitatea ar fi aceea a unui condensator plan-paralel cu suprafața A și distanța dintre plăci W : (A/W).

Capacitatea definită de ecuația B. 17c este uneori confundată cu „capacitatea la cald” a diodei. De fapt, capacitatea definită de ecuația B. 17c nu este capacitatea care s-ar măsura între anod și catod cînd există curent anodic. „Capacitatea la cald” este inseparabilă de prezența unei sarcini spațiale care dă naștere unui curent anodic continuu. Măsurarea capacității dintre electrozi implică anumite variații ale tensiunii, anodice, ceea ce determină variații ale curentului continuu, precum și un curent tranzitoriu de deplasare. Deși sarcina de la suprafața anodului variază cu $C_{pk} \Delta v$, unde C_{pk} este dat de ecuația B.17 c, o parte din variația de sarcină se realizează pe seama curentului de electroni din diodă și nu necesită un curent de alimentare extern. În consecință, capacitatea dintre electrozi, măsurată practic, este mai mică decît aceea dată de ecuația B. 17c. Atunci cînd se ține seama în mod corespunzător, atât de componenta de conducție, cît și de cea de deplasare a curentului anodic, capacitatea „la cald” se găsește a fi puțin mai mică decît capacitatea „la rece”. Coeficientul numeric implicat practic, nu are o importanță deosebită; ceea ce trebuie reținut, este că, o schimbare a tensiunii diodei trebuie să fie însoțită de schimbări în distribuția internă de sarcină, iar curenții de deplasare care produc aceste schimbări trebuie luați în considerație în circuitul echivalent al diodei.

Pentru a ține seama de curenții de deplasare corespunzători variațiilor sarcinii spațiale, la bornele circuitului echivalent în regim static se va adăuga o capacitate C_{pk} . Curentul anodic instantaneu i , corespunzător tensiunii anodice v , este în acest caz

$$i = C_{pk} \frac{dv}{dt} + Kv^{3/2} \quad (\text{B.18})$$

unde K este perveanța diodei¹⁾.

B.1.3. Analiza statică a triodei

Structura triodei diferă de aceea a diodei prezentată mai sus, prin aceea că conține un al treilea electrod-grila-plasat între anod și catod, așa cum se arată în fig. A.1.

Triodele funcționează întotdeauna în regimul cu limitare prin sarcină spațială; curentul anodic este controlat nu de viteza emisiei de electroni

¹⁾ Ca și în cazul dispozitivelor semiconductoare simbolurile cu literă mică sînt utilizate pentru a reprezenta valorile instantanee ale tensiunilor și curenților variabili în timp.

din catod, ci de densitatea de sarcină spațială în spațiul dintre electrozi. Sarcina spațială determină anularea cimpului electric la suprafața catodului, astfel, încât, asupra electronilor emiși nu acționează nici o forță, iar curentul anodic este controlat de viteza cu care electronii pot străbate norul de sarcină ce ecranează catodul, îndreptându-se spre anodul încărcat pozitiv.

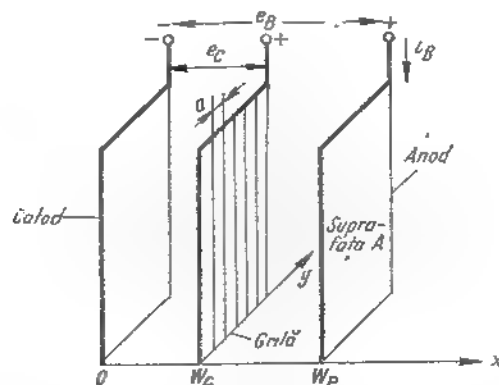


Fig. B.5 Triodă cu structură plan-paralelă.

Încă o dată, ne concentrăm atenția asupra unei structuri plan-paralele prezentată în fig. B. 5. De asemenea, vom neglija discontinuitățile cimpului și contribuția lor la curent.

Într-o triodă ideală grila, trebuie să îndeplinească două condiții:

1. Ea trebuie să exercite un control complet asupra distribuției sarcinii spațiale din spațiul grilă-catod, controlînd în felul acesta, în mod unic, curentul de electroni.

2. Trebuie să fie „poroasă” pentru electroni, astfel încât purtătorii de sarcină să poată trece prin grilă pentru a fi colectați de anod, care trebuie să fie, bineînțeles, încărcat pozitiv față de grilă.

Dacă aceste condiții ar putea fi îndeplinite, trioda cu vid ar fi un tub de control aproape ideal. Curentul din circuitul anodic ar fi controlat numai de tensiunea grilă-catod și ar fi independent de tensiunea anod-catod (datorită acțiunii de ecranare a grilei, variațiile tensiunii anodice nu ar avea efect asupra sarcinii spațiale din spațiul grilă-catod). Mai mult, curentul de grilă ar fi nul (din cauză că grila este poroasă pentru electroni și deci nu i-ar colecta), iar câștigul de putere ar fi foarte mare.

Într-o asemenea structură „ideală” tensiunea grilă-catod ar fi pozitivă (pentru a atrage electronii spre grila prin care ei ar trece spre placă), iar ecuația B.11 dedusă pentru diodă ar fi valabilă și aici. Evident, tensiunea anodică V a diodei ar fi înlocuită prin e_C , tensiunea grilă-catod a triodei, iar

spațiul W din expresia perveanței s-ar schimba cu W_G , spațiul grilă-catod al triodei. În acest caz, caracteristicile statice ale triodei „ideale” ar fi:

$$i_B = K_G e_C^{3/2} \text{ pentru orice } e_B > e_C \text{ și } e_C \geq 0 \quad (\text{B.19a})$$

$$i_G = 0 \quad (\text{B.19b})$$

$$K_G = \frac{4\epsilon_0 A}{9W_G^2} \sqrt{\frac{2q}{m}} \quad (\text{B.19c})$$

În realitate, condițiile impuse mai sus grilei, nu pot fi îndeplinite, iar trioda ideală pe care am descris-o nu poate fi realizată. În practică, nici o structură de grilă nu poate exercita un control total asupra distribuției cimpului electric și sarcinii spațiale din spațiul grilă-catod, fără a intercepta o parte, poate chiar majoritatea, curentului de electroni care se îndreaptă spre anod.

În practica curentă, grila este o rețea deschisă, sau o bobină de sîrmă și se află la un potențial negativ față de catod. Fiind o structură deschisă, cîmpul anodic poate pătrunde prin grilă și influența în oarecare măsură sarcina spațială din spațiul grilă-catod. Potențialul grilei influențează de asemenea această sarcină spațială, ceea ce constituie cheia acțiunii de control în triodele reale. Deoarece grila este mult mai aproape de catod decât anodul, ea are o influență mai mare asupra sarcinii spațiale. Deoarece grila este negativă față de catod, ea nu captează electroni, astfel încît curentul de grilă este neglijabil ¹⁾.

Distribuția potențialului electrostatic în planul grilei trebuie să fie de forma generală arătată în fig. B. 6. Potențialul este negativ pe spirele grilei, dar pozitiv în centrul zonelor dintre spirele grilei, unde anodul încărcat pozitiv este mai influent. Aceste „cocoase” ale distribuției de potențial din planul grilei determină un curent neuniform în spațiul grilă-catod. Pentru a evita rezolvarea problemei dificile de electrostatică pe care o implică această situație, presupunem că planul grilei poate fi înlocuit printr-o suprafață echipotențială, al cărei potențial este o medie ponderată a potențialelor grilei și anodului. Această aproximație este justificată dacă distanța grilă-catod (W_G din fig. B. 5) este mare în comparație cu distanța dintre spirele grilei (a din fig. B.5).

Potențialul mediu al planului echipotențial echivalent al grilei este, prin definiție,

$$e_{eq} = e_C + \frac{e_B}{\mu_A} \quad (\text{B.20})$$

unde μ_A este un parametru adimensional determinat de suprafețele relative ale grilei și anodului și de structura grilei. Acest parametru, numit

¹⁾ Grila trebuie să colecteze ionii pozitivi de gaz rezidual. În consecință curentul de grilă nu este zero ci foarte mic.

factor de amplificare, exprimă eficiența relativă a grilei față de anod în controlul potențialului planului grilei echivalente. Întrucât grila este mult mai aproape de catod decât anodul, grila are o influență mult mai mare. Prin urmare, factorul de amplificare este în mod obișnuit mult mai mare decât unitatea; el este rareori mai mic decât 10 și poate ajunge la 200.

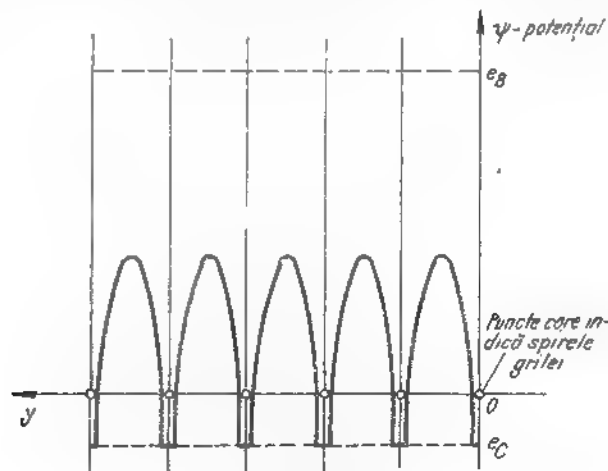


Fig. B.6 Distribuția de potențial în planul grilei. Axa orizontală y este definită în fig. B.5

Întrucât planul echivalent al grilei controlează distribuția sarcinii spațiale în spațiul grilă-catod, curentul anodic al triodei este dat de ecuația B.19a, unde e_0 este înlocuit cu e_c , adică

$$i_B = K_G \left(e_c + \frac{e_B}{\mu_A} \right)^{3/2} \quad (\text{B.21})$$

Desigur, această ecuație, care reprezintă caracteristica curent-tensiune a triodei, se aplică numai cînd $e_c + e_B/\mu_A$ este pozitiv (adică potențialul grilei echivalente este pozitiv) și cînd e_B este pozitiv (anodul trebuie să fie pozitiv pentru a atrage electronii ce trec prin grilă). Cînd argumentul este negativ, curentul anodic este nul și tubul este blocat. În acest caz, caracteristicile anodice, sau de ieșire, ale triodei sînt

$$i_B = \begin{cases} K_G \left(e_c + \frac{e_B}{\mu_A} \right)^{3/2} & e_c + \frac{e_B}{\mu_A} > 0 \text{ și } e_B > 0 \\ 0 & e_c + \frac{e_B}{\mu_A} \leq 0 \text{ sau } e_B \leq 0 \end{cases} \quad (\text{B.22})$$

În cursul acestei analize am presupus că e_0 este negativ, astfel încît grila nu captează electroni. Dacă grila devine pozitivă, ea împarte cu anodul funcția de captare de electroni, iar analiza devine mai complicată.

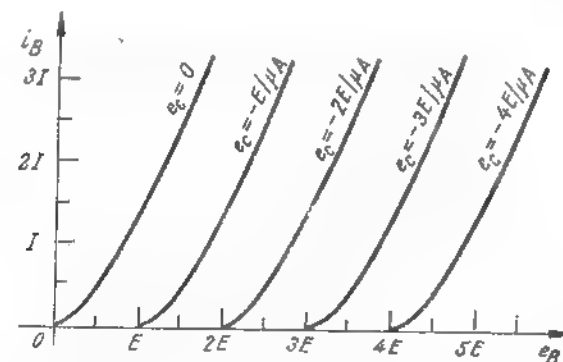


Fig. B.7 Caracteristicile unei triode ideale la o scară arbitrară.

Rezultatul acestei analize este prezentat grafic în fig. B.7, unde s-a trasat i_B în funcție de e_B , avînd pe e_c ca parametru¹⁾. Aceste curbe, numite caracteristicile anodice ale triodei, trebuie comparate cu cele rezultate din măsurători, din fig. A.4.

B.1.4. Efecte dinamice în triode

Analiza statică a funcționării triodei, prezentată în paragraful precedent, este supusă aceluiași limitări dinamice ca și în cazul diodei. Mai concret, relația curent-tensiune dedusă mai înainte, se aplică numai atunci cînd tensiunea la borne variază suficient de lent, astfel încît variațiile parțiale care survin în timpul de tranzit al unui electron să fie neglijabile. În structurile practice, această condiție este valabilă cînd tubul lucrează la frecvențe în domeniul sutelor de megaherți. La frecvențe mai înalte analiza trebuie modificată, ținînd cont de efectele inerțiale. În plus, modelul triodei trebuie extins pentru a ține seama de curenții de deplasare corespunzători variațiilor sarcinii spațiale și sarcinii electrozilor. Cînd tensiunea la borne variază rapid acești curenți devin importanți în comparație cu curentul de conducție produs de fluxul de electroni de la catod la anod. Ca și în cazul diodei, curenții de deplasare pot fi modelați, adăugînd mode-

¹⁾ Un model grafic echivalent poate fi obținut trasînd pe i_B în funcție de e_c , avînd pe e_B la parametru.

lului static capacități între electrozi. În cazul triodei sînt necesare trei asemenea capacități, cîte una pentru fiecare pereche de borne, ca în fig. B.8.

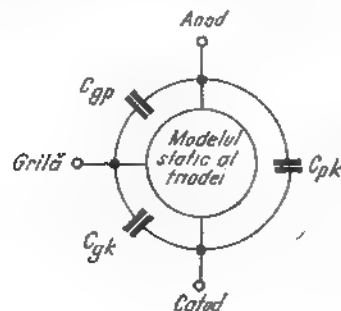


Fig. B.8 Trei capacități interelectrozi sînt necesare pentru a modela curenții de deplasare asociați cu schimbările care se produc în distribuția de sarcină internă.

B.1.5. Tuburi cu vid cu mai multe grile

Trioda analizată în paragraful B.1.3 ilustrează principiile de bază ale funcționării tuturor tuburilor cu vid: curenții de electroni de la catod la anod este controlat de potențialul electrostatic al grilei. Totuși, ca componentă de circuit, trioda are dezavantajul unui cuplaj capacitiv direct între grilă și anod. Acest cuplaj este reprezentat de capacitatea C_{gp} în modelul din fig. B.8. Această capacitate limitează puternic răspunsul de înaltă frecvență (sau de viteză mare) al amplificatoarelor cu tuburi cu vid, prin readucerea în circuitul de grilă a unor curenți de cuplaj, proporționali cu tensiunea anodică.

Pentru a reduce cuplajul capacitiv dintre anod și grilă, în structura triodei se inserează alți electrozi, sub forma unor grile suplimentare. O structură care conține două grile (și are deci patru electrozi, în afară de filament) se numește *tetrodă*. Grila cea mai apropiată de catod se numește grilă de comandă; cealaltă grilă este *grila ecran*. O structură cu trei grile este o *pentodă*. Grila a treia, care este așezată între grila ecran și anod se numește *grilă supresoare*. Structura fizică a acestor tuburi cu mai multe grile este sugerată de reprezentările simbolice din fig. B.9.

Atît în tetrode, cît și în pentode, grila ecran constituie un ecran electrostatic între anod și grilă, pentru reducerea capacității grilă-anod. Ecranul lucrează în mod obișnuit la un potențial fix, pozitiv față de catod. Cu toate că variațiile tensiunii anodice influențează sarcina ecranului, aceste variații au un efect redus asupra sarcinii grilei de comandă. Prin urmare, capacitatea anod-grilă de comandă este mult mai mică decît ar fi fost într-o triodă cu dimensiuni asemănătoare. În timp ce, această capacitate are valori de ordinul picofarazilor în triode, ea devine de ordinul 0,01 pF în cazul tetrodelor și pentodelor.

Desigur, grilele suplimentare influențează, de asemenea, caracteristicile statice ale tubului. În ambele cazuri, curenții anodici sînt relativ independenți de tensiunea anodică. Această independență relativă a curenților anodici de tensiunea anodică se datorește ecranului electrostatic format de grila ecran; în timp ce variațiile tensiunii anodice influențează

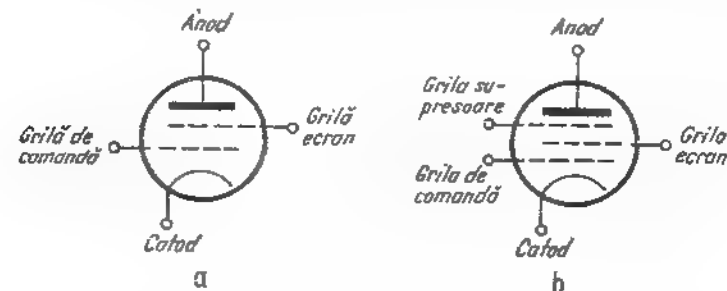


Fig. B.9 Simboluri de circuit pentru structurile cu mai multe grile.

cîmpul electric dintre ecran și anod, ele nu afectează cîmpul din apropierea catodului. Distribuția sarcinii spațiale precum și a curenților anodici nu variază deci apreciabil cu tensiunea anodică.

Într-adevăr, atît tetroda, cît și pentoda, se comportă ca și cum catodul, grila de comandă și ecranul ar forma o triodă al cărei anod ar fi „poros”. Curenții de electroni prin această „pseudotriodă” este determinat de tensiunile grilelor de comandă și ecran, dar este relativ independent de tensiunea anodică. Majoritatea acestor electroni trec prin ecran datorită structurii sale deschise și pătrund în regiunea dintre ecran și anod. O mică fracțiune din acești electroni sînt captați de ecran. În consecință, curenții anodici într-o tetrodă sau pentodă este întrucîtva mai mic decît curenții catodici.

Caracteristicile anodice ale acestor tuburi cu mai multe grile seamănă mult mai mult cu caracteristicile triodei „ideale” descrise în paragraful B.1.3, decît cu acelea ale triodei reale. Cu alte cuvinte, curenții anodici sînt mult mai puțin dependenți de tensiunea anod-catod, datorită grilei ecran, care ecranează sarcina spațială din spațiul grilă-catod față de anod.

Grila supresoare este necesară, deoarece fiecare electron care lovește anodul face ca, prin emisie secundară, alți cîțiva electroni să fie eliberați de anod. Dacă acesta din urmă este pozitiv față de ecran, electronii secundari vor reveni pe anod și curenții anodici nu va fi afectat de procesul de emisie secundară (tot așa cum caracteristicile statice ale triodei nu sînt sensibile față de emisia secundară ce are loc acolo). Dacă anodul este negativ față de ecran, electronii secundari vor fi atrași de ecran, determinînd o scădere bruscă a curenților anodici. Grila supresoare, care lucrează la un potențial fix, mai mic decît potențialul anodic, elimină efectul acestor

emisii secundare, stabilind un câmp în spațiul dintre supresor și anod, care forțează electronii secundari să intre în anod. Chiar dacă supresorul frânează mersul electronilor primari, el nu reține mulți dintre ei datorită structurii sale deschise; majoritatea electronilor primari trec prin grila supresoare, după care sînt accelerați spre anod.

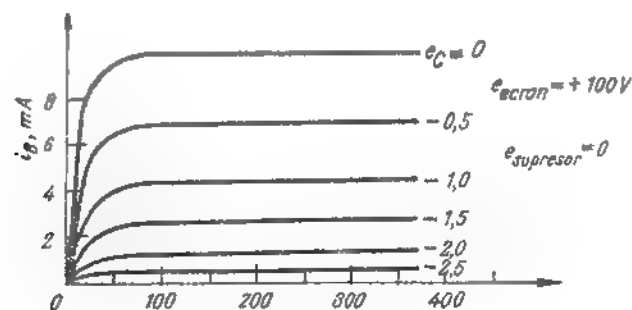


Fig. B.10 Caracteristicile statice anodice ale pentodei. Toate tensiunile sînt raportate la catod.

Forma generală a caracteristicilor statice anodice ale unei pentode este ilustrată în fig. B.10. Din aceste curbe rezultă, că curentul anodic este independent de tensiunea anodică, în măsura în care tensiunea anodică este suficient de pozitivă pentru a colecta toți electronii din curentul dezvoltat de pseudotrioda formată din catod, grila de comandă și grila ecran.

B.2. CIRCUITE ECHIVALENTE ALE TUBURILOR CU VID

Modelele algebrice dezvoltate în paragraful B.1, precum și caracteristicile măsurate ale tuburilor cu vid, furnizează modele adecvate ale comportării acestor dispozitive și pot sta la baza înțelegerii performanțelor circuitelor care le folosesc. Totuși, adesea este de dorit să se obțină și alte modele pentru tuburile de control-modele care nu sînt grafice prin natură lor. Întrucît în analiza circuitelor care utilizează astfel de dispozitive, am dori să utilizăm metodele și intuiția cu care ne-am obișnuit în studiul rețelelor liniare, vom căuta modele de circuit care sînt ele însăși rețele formate din elementele de circuit idealizate. Vom considera deci, acum, diferite modele de semnal mic, liniare și liniare pe porțiuni, pentru tuburile cu vid.

B.2.1. Modele cu liniarizare pe porțiuni pentru diode

În fig. B.11 a este arătată o caracteristică tipică curent-tensiune la o diodă. Funcționarea dispozitivului poate fi modelată printr-o rețea liniară pe porțiuni, constînd dintr-o singură diodă ideală, cu caracteristicile liniare pe porțiuni din fig. B.11 b. Caracteristica are aceeași formă cu

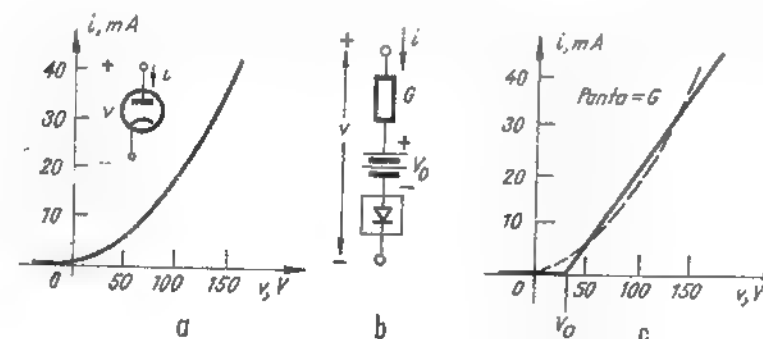


Fig. B.11 O diodă poate fi modelată printr-o rețea liniară pe porțiuni.

aceea descrisă în paragraful 6.1 pentru a caracteriza dioda semiconductoră cu joncțiune. Caracteristica modelului este trasată cu linie continuă în fig. B.11 c. Valorile parametrilor pentru care este trasată curba sînt

$$V_0 = 30 \text{ V}$$

$$G = 0,3 \text{ mS}$$

Aceste valori concordă acceptabil cu curbă diodei reale, care este trasată punctat pentru dimensiuni variînd de la valori negative pînă la aproximativ $+150 \text{ V}$. Desigur, considerarea unui domeniu mai restrîns de variație a tensiunii, ar necesita o alegere diferită a valorilor parametrilor pentru a obține o bună concordanță.

Dependența parametrilor unui model cu liniarizare pe porțiuni de domeniul de tensiuni în care modelul trebuie utilizat, pote fi ilustrată considerînd parametrii unui model cu liniarizare pe porțiuni care concordă cu caracteristica curent-tensiune a unei diode cu vid ideale. Considerăm caracteristica $I-V$ de forma dată de (B.11 a)

$$i = Kv^{3/2} \quad (\text{B.23})$$

și utilizăm modelul cu liniarizare pe porțiuni din fig. B. 11 b. Presupunem, în mod arbitrar, caracteristicile diodei cu vid ideale tangente cu cele ale modelului cu liniarizare pe porțiuni în punctul corespunzător unui curent I_T , ca în fig. B. 12. Atunci, din ecuația B.23

$$G = \frac{3}{2} K v^{1/2} = \frac{3I_T}{2V_T} \quad (\text{B.24 a})$$

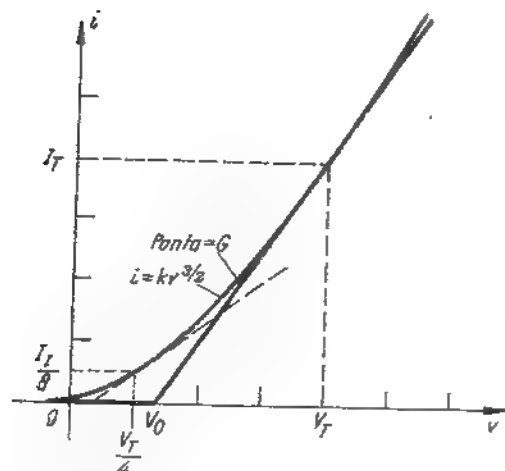


Fig. B.12 Alegerea parametrilor depinde de domeniul de curent în care se aplică modelul.

Tensiunea de prag V_0 este, așa cum rezultă din fig. B.12 :

$$V_0 = V_T \quad \frac{I_T}{G} = \frac{V_T}{3} \quad (\text{B.24 b})$$

Acste ecuații accentuează dependența parametrilor modelului de alegerea domeniului de variație a curentului sau tensiunii în care se aplică acest model. Atunci cînd modelul cu liniarizare pe porțiuni are parametrii dați în ecuațiile B.24, modelul concordă bine pentru curenți în jurul I_T și nu este adecvat pentru curenți mult mai mici. Dacă totuși, considerăm un curent egal cu $I_T/8$, care corespunde unei tensiuni egale cu $V_T/4,0$ o concordanță mult mai bună poate fi obținută reducînd pe V_T de 4 ori și pe G de două ori. Modelul rezultat are caracteristicile trasate punctat. Modelul rezultat are caracteristicile trasate punctat.

Modele cu liniarizare pe porțiuni mult mai precise (și mai complexe) pot fi construite utilizînd mai multe diode ideale liniare pe porțiuni. De exemplu, un model care conține două diode liniare pe porțiuni determină o curbă formată din trei segmente liniare.

B.2.2. Modele cu liniarizare pe porțiuni pentru triode

Dacă luăm ca punct de plecare caracteristicile grafice ale unei triode (ca cele din fig. A.4), este ușor să se găsească circuite echivalente cu o comportare asemănătoare. De exemplu, relația dintre curentul anodic și tensiunea anod-catod, valabilă pentru tensiune grilă-catod zero, poate fi

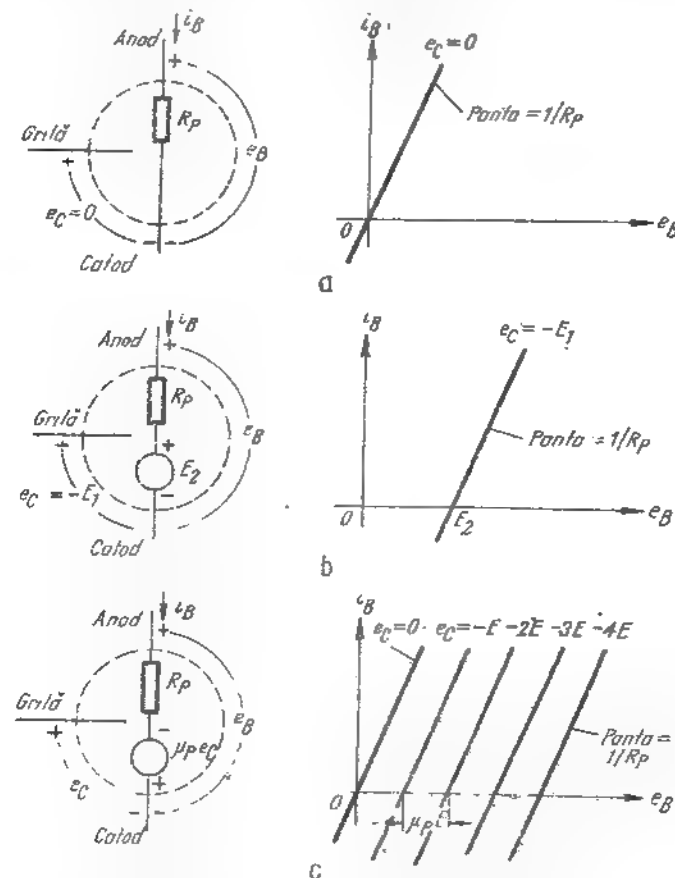


Fig. B.13 Circuitele echivalente care aproximează în primul cadran al planului e_B - i_B caracteristicile statice ale triodei

aproximată, cel puțin în primul cadran, prin relația curent-tensiune de la o rezistență. Un model care aproximează, în primul cadran, relația i_B - e_B pentru $e_c = 0$, este prezentat în fig. B.13 a.

Putem găsi un model valabil pentru o tensiune grilă-catod fixă, dacă admitem că principalul efect al unei tensiuni de grilă negative este de a deplasa relația $i_B - e_B$ în lungul axei e_B , ca în fig. A.4. De exemplu, curba corespunzătoare lui $e_C = -1\text{ V}$ are o formă similară cu aceea corespunzătoare lui $e_C = 0$, cu excepția unei deplasări pe dreaptă care corespunde unei schimbări a lui e_B cu aproximativ 100 V. În modelul nostru se poate ține seama de această deplasare, adăugând o sursă de tensiune E_2 în circuitul anod-catod, ca în fig. B.13 b. Dreapta din planul $i_B - e_B$ reprezintă relația

$$e_B = E_2 + i_B R_P \quad (\text{B.25 a})$$

care este expresia legii lui Kirchhoff pentru tensiuni în ochiul anod-catod al modelului. Faptul că, din punct de vedere fizic, curentul de grilă este neglijabil, se reprezintă în model prin deconectarea terminalului grilei.

Modelul din fig. B.13 b poate fi extins pentru orice valoare negativă a tensiunii grilă-catod, dacă facem ca tensiunea sursei din bucla de ieșire să depindă de tensiunea de grilă, astfel ca, pe măsură ce e_C se schimbă, cantitatea cu care se deplasează relația $i_B - e_B$ să se schimbe în mod corespunzător. Fig. A.4 arată că deplasarea relației $i_B - e_B$ este aproximativ proporțională cu valoarea tensiunii grilă-catod. Prin urmare, *tensiunea controlată a sursei* din bucla de ieșire trebuie să fie liniar dependentă de e_C . Fig. B.13 c prezintă un model cu o sursă controlată. Constanta de proporționalitate este notată cu μ_P . Astfel deplasarea dreptei $i_B - e_B$ care corespunde lui $e_C = -E_C$ este $\mu_P E_C$. Relația curent-tensiune este la acest model

$$e_B = -\mu_P e_C + i_B R_P \quad (\text{B.25 b})$$

Acest model poate reprezenta funcționarea triodei pentru toate valorile negative ale lui e_C .

Principalul dezavantaj al modelului din fig. B.13 c constă în aceea că nu este capabil să pună în evidență faptul că, din punct de vedere fizic, curentul anodic nu poate fi niciodată negativ. Acest dezavantaj poate fi remediat adăugând o diodă ideală liniarizată în circuitul anod-catod, ca în fig. B.14. Modelul rezultat se aplică în toate cazurile în care tensiunea grilă-catod este negativă. Pentru a arăta gradul de aproximare realizat de acest model simplu al triodei, în fig. B.15 se prezintă caracteristicile curent-tensiune ale modelului, suprapuse peste caracteristicile măsurate ale triodei, din fig. A.4. Valorile parametrilor modelului, utilizați în această comparație sînt

$$R_P = 42\text{ k}\Omega$$

$$\mu_P = 95$$

Acste valori nu sînt unice, dar sînt astfel alese încît concordanța generală a curbelor să fie acceptabilă; alegerea altor valori ar fi condus la o concordanță mai bună pe porțiuni limitate ale caracteristicii.

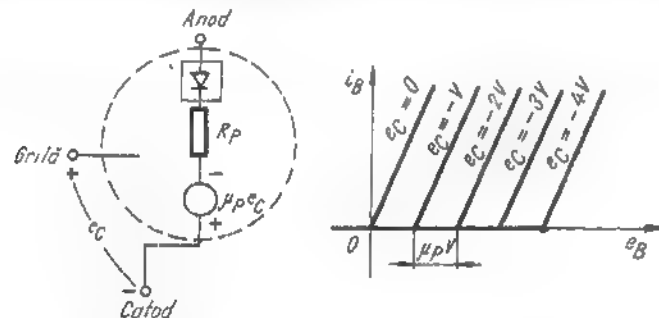


Fig. B.14 Model linear pe porțiuni valabil pentru tensiuni de grilă negative.

Curentul de grilă nu este neglijabil atunci cînd tensiunea grilă-catod este pozitivă. Prezența curentului de grilă poate fi reprezentată în modelul nostru liniarizat prin adăugarea unei a doua diode ideale și unei rezistențe

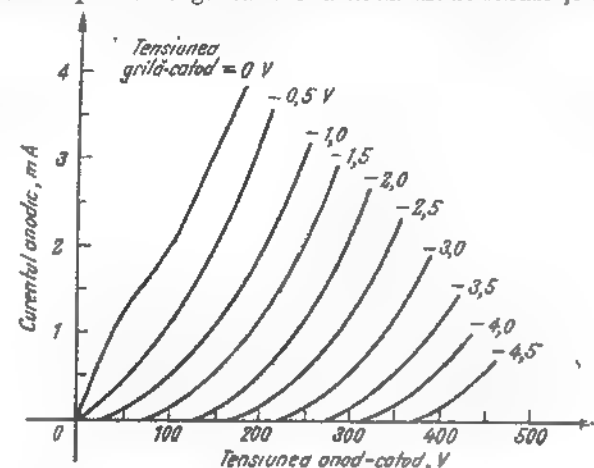


Fig. B.15 Caracteristicile de ieșire ale circuitului echivalent din fig. B.14 suprapuse peste caracteristicile măsurate ale unei triode.

(dioda 2 și R_G în fig. B. 16 a). Caracteristica de grilă liniarizată, corespunzătoare, este arătată în fig. B. 16. b. Pentru ca modelul să fie adecvat și funcționării cu tensiune de grilă pozitivă, este necesar să se adauge o a

treia diodă (3 în fig. B. 16 a), care împiedică tensiunea anodică să devină negativă când curentul anodic și tensiunea de grilă sunt pozitive. În absența celei de a treia diode, caracteristica anodică ar urmări linia punctată din fig. B. 16 a în cazul funcționării cu $e_c = +V$. Modelul cu liniarizare

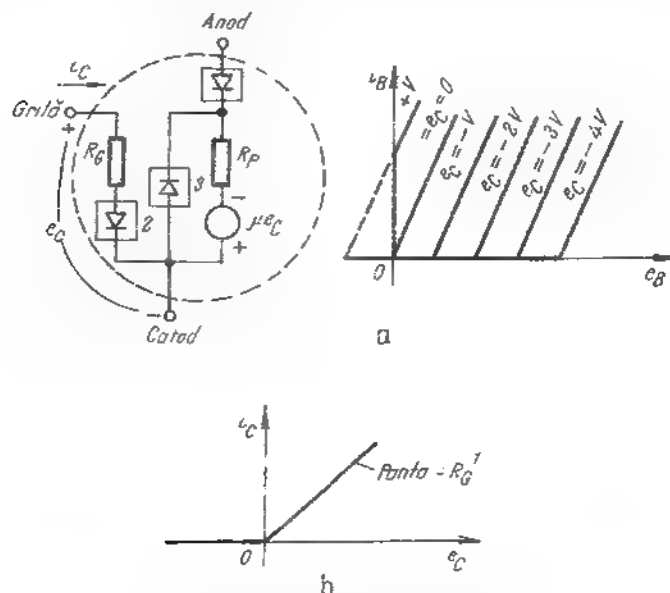


Fig. B.16 Model linear pe porțiuni al unei triode, care se aplică pentru ambele polarități ale tensiunii de grilă.

pe porțiuni pentru triodă din fig. B. 16 este adecvat pentru majoritatea cazurilor. Parametrii μ , R_p și R_g trebuie aleși astfel încât să dea o concordanță acceptabilă în domeniul uzual al valorilor variabilelor de la terminale.

B.2.3. Modele de semnal mic ale triodelor

Modelele de semnal mic ale triodelor cu vid pot fi obținute prin același proces de liniarizare a caracteristicilor în jurul unui punct de funcționare, proces care a fost descris în capitolele 1 și 11. Vom începe cu o caracterizare statică a triodei și vom extinde modelul linear de semnal mic pentru a include efectele dinamice, prin adăugarea la terminale a unor capacități

între electrozi. Caracteristicile $I-V$ ale unei triode care lucrează cu tensiune grilă-catod negativă pot fi reprezentate printr-o funcție generală de forma :

$$i_B = i_B(e_B, e_C) \quad (\text{B.26a})$$

$$i_C \approx 0 \quad (\text{B.26b})$$

Variabilele care apar în aceste relații sunt definite în fig. A. 6b. Dacă considerăm acum fiecare din aceste variabile ca fiind suma unei variabile statice, sau de curent continuu (I_B, E_B etc.) și a unei variabile alternative (i_b, e_b etc.) dezvoltarea în serie Taylor a acestei relații conduce, ca și în paragraful A. 4.1, la o relație liniară între variabilele de semnal mic¹⁾.

$$i_b = g_p e_b + g_m e_c \quad (\text{B.27a})$$

$$i_c \approx 0 \quad (\text{B.27b})$$

Coeficientul g_p reprezintă conductanța anodică sau de ieșire la semnal mic

$$g_p = \left. \frac{\partial i_B}{\partial e_B} \right|_Q \quad (\text{B.28a})$$

în timp ce g_m reprezintă transconductanța de semnal mic

$$g_m = \left. \frac{\partial i_B}{\partial e_C} \right|_Q \quad (\text{B.28b})$$

În fig. B. 17 a este prezentat un model al funcționării la semnal mic descrisă de ecuația B. 27. Un generator controlat de curent reprezintă acțiunea de control a triodei.

Circuitul din fig. B. 17 a poate fi transformat cu ajutorul teoremei lui Thévenin în circuitul echivalent din fig. B. 17 b. Rezistența r_p , numită rezistența anodică la semnal mic, este dată de

$$r_p = \frac{1}{g_p} = \left. \frac{\partial e_B}{\partial i_B} \right|_Q \quad (\text{B.28c})$$

¹⁾ Convenția utilizată în această carte privind identificarea naturii variabilelor cu ajutorul literelor mari sau mici, care indică variabila și indicele, a fost adoptată odată cu introducerea dispozitivelor semiconductoare în circuitele active. Această notație este parțial în conflict cu aceea adoptată acum cîțiva zeci de ani pentru tuburile cu vid. În notația primitivă cantitățile de semnal mic din circuitul anodic erau notate cu indicele p (în timp ce cantitățile totale aveau indicele B); cantitățile de semnal mic din circuitul de grilă erau notate cu indicele g (în timp ce cantitățile totale din acest circuit aveau indicele C). În această notație mai veche, pe care nu o vom utiliza, dar pe care este utilizată în alte lucrări, ecuația B. 27 a ar fi fost scrisă $i_p = g_p e_p + g_m e_g$.

Coeficientul adimensional μ este numit *factorul de amplificarea la semnal mic*. Pentru ca cele două rețele din fig. B. 17 să fie echivalente, μ trebuie să fie egal cu

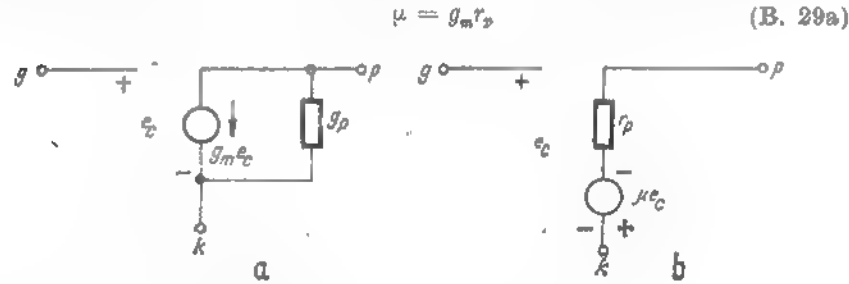


Fig. B.17 Modele de semnal mic pentru triode.

sau, în funcție de derivatele parțiale,

$$\mu = \frac{\partial i_B / \partial e_G|_Q}{\partial i_B / \partial e_B|_Q} = - \frac{\partial e_B}{\partial e_G} \Big|_Q \quad (\text{B. 29b})$$

Acești coeficienți de semnal mic pot fi evaluați fie utilizând expresiile lor în funcție de pantele și distanțele dintre caracteristicile statice, fie prin diferențierea directă a unui model algebric total ca cel reprezentat de ecuația B. 22. Acest ultim procedeu conduce la

$$g_p = \frac{1}{r_p} = \frac{3}{2} \frac{K_G}{\mu_A} \left(e_c + \frac{e_B}{\mu_A} \right)^{1/2} = \frac{3}{2\mu_A} K_G^{2/3} i_B^{1/3} \quad (\text{B. 30a})$$

$$g_m = \frac{3}{2} K_G \left(e_c + \frac{e_B}{\mu_A} \right)^{1/2} = \frac{3}{2} K_G^{2/3} i_B^{1/3} \quad (\text{B. 30b})$$

În consecință, factorul de amplificarea de semnal mic este, din ecuația B. 29a,

$$\mu = g_m r_p = \frac{g_m}{g_p} = \mu_A \quad (\text{B. 30c})$$

De remarcat că factorul de amplificarea este independent de punctul de funcționare, întrucât μ_A este un coeficient fix, care depinde de aranjarea geometrică a grilei și anodului. Pe de altă parte, atât transconductanța,

cît și rezistența anodică la semnal mic, depind de alegerea punctului de funcționare mai exact de i_B . Pe măsură ce curentul continuu anodic crește, g_m crește, (ca $i_B^{1/3}$), iar r_p scade (ca $i_B^{-1/3}$).

Se poate ține seama de consecințele curenților de deplasare la semnal mic, adăugînd condensatoare între electrozi ca în fig. B. 18. Evident, aceste două modele reprezintă descrieri echivalente ale triodei.

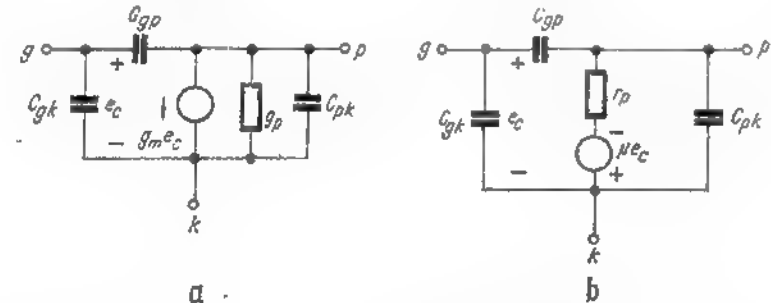


Fig. B.18 Modele de semnal mic, care includ și curenții de deplasare, pentru triode.

Modelele din fig. B. 18 pot fi extinse la funcționarea cu tensiune grilă-cathod pozitivă, prin adăugarea unei rezistențe în paralel cu C_{gk} . Această rezistență, care are în mod obișnuit valori de ordinul kilohmilor, explică dependența curentului de grilă la semnal mic de tensiunea de grilă la semnal mic.

B.2.4. Circuite echivalente ale pentodelor

Pentoda lucrează în mod normal cu tensiuni fixe la ecran și supresor. Întrucît există numai doi electrozi la care pot apare tensiuni variabile, circuitul echivalent la semnal mic al pentodei este același cu cel al triodei. Mai exact, oricare din circuitele echivalente din fig. B. 18 sînt aplicabile. Circuitul echivalent din fig. B. 18 a, care conține un generator de curent, este în general preferat, deoarece comportarea la semnal mic a dispozitivului este esențialmente aceea a unei surse controlate de curent. Cu alte cuvinte, rezistența anodică de semnal mic r_p este foarte mare—desori mai mare decît 1 MΩ. Valorile uzuale ale transconductanței de semnal mic g_m variază de la cîteva sute la cîteva mii de microsiemenși.

Diferența importantă dintre circuitul echivalent la semnal mic al unei pentode și cel al unei triode se datorește capacității grilă-anod, care este cu unul sau două ordine de mărime mai mică. De fapt, această reducere a fost motivul introducerii ecranului în structură.

Pentru a reprezenta caracteristicile statice ale pentodei se pot elabora modele liniarizate care utilizează diode ideale. Utilitatea acestor modele este limitată de faptul că deseori caracteristicile pentodei nu sînt echidistante (fig. B.10) În consecință, un generator liniar poate să nu fie suficient pentru a caracteriza dependența curentului anodic de tensiunea de grilă.

REFERINTE BIBLIOGRAFICE

- B.1 H. J. Zimmermann și S. J. Mason, *Electronic Circuit Theory*, Wiley, New York, 1959.
B.2 T. S. Gray, *Applied Electronics*, M.I.T. Press, Cambridge, Mass., 1954.

PROBLEME

- P.B.1. Această problemă se referă la dezvoltarea analitică a legii parabolice 3/2 pentru o diodă termionică cu limitare prin sarcină spațială.
a) Să se verifice ecuația B.7.
b) Să se arate că această ecuație poate fi integrată odată, pentru a da :

$$\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2 = -\frac{4I}{\epsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2q}} \psi^{1/2} \quad (\text{B.31})$$

Indicație. Să se multiplice ambele părți ale ec. B.7 prin $d\psi/dx$ și să se observe că

$$\frac{d\psi}{dx} \left(\frac{d^2\psi}{dx^2}\right) = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} \left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2$$

- c) Să se rezolve ec. B.31 pentru $d\psi/dx$ și să se integreze pentru a obține pe $\psi(x)$. Să se arate că ec. B.9 derivă din acest rezultat.

- d) Să se verifice ec. B.10.

P.B.2 Să se evalueze timpul de trecere într-o diodă plan-paralelă în care curentul este limitat prin emisie și sarcina de tranzit nu are un efect important asupra distribuției de potențial. Să se compare rezultatele obținute cu ec. B.15, care este valabilă pentru un curent cu limitare prin sarcină spațială.

P.B.3 Această problemă se referă la determinarea circuitelor echivalente pentru o diodă cu vid. Considerăm caracteristicile diodei din fig. B.19a. Presupunem că circuitele echivalente se utilizează pentru tensiuni în domeniul $-50 < v < 150$ volți.

- a) Dacă această diodă este modelată de circuitul din fig. B.19b, ce valori se vor utiliza pentru conductanța G și tensiunea V_0 ?

- b) Răspunsul dat la (a) depinde în mod consistent de domeniul de valori ale curentului și tensiunii, în care se utilizează circuitul? Mai exact, cum s-ar schimba valorile parametrilor dacă circuitele ar trebui utilizate pentru tensiuni în domeniul $-50 < v < 50$ volți?

P.B.4 Este de dorit să se adapteze o lege parabolică 3/2 la caracteristicile diodei trasate în fig. B.19a.

- a) În ce fel de coordonate, legea parabolică 3/2 se poate trasa ca o linie dreaptă?
b) Să se retraseze datele din fig. B.19a în coordonatele specificate la (a) și să se determine pervația diodei.

Răspuns. $K \approx 0,013 \text{ ma}/(\text{volt})^{3/2}$

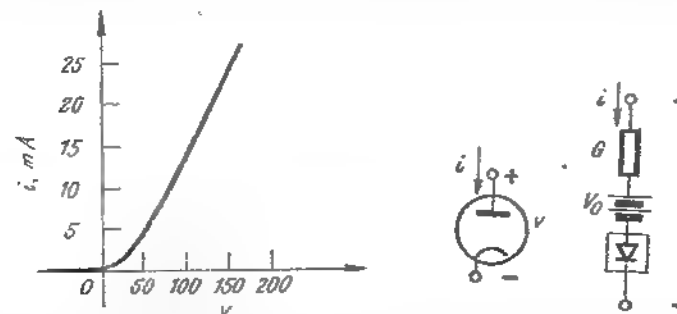


Fig.B.19 Caracteristicile diodei și model liniar pe porțiuni.

P.B.5 Să se găsească un model liniarizat pentru o pentodă care reprezintă caracteristicile din fig. B.10. Să se ia în considerație numai valorile negative ale tensiunii grilă-catod.

P.B.6 Parametri triodei la semnal mic, definiți în ecuațiile B.28, sînt legați de pantele și distanțele caracteristicilor de placă ale triodei, în punctul de funcționare.

- (a) Să se ilustreze cu ajutorul unor schițe relațiile dintre g_m , μ , r_p , panta și distanțele curbelor de e_c constant în planul $i_B - e_B$.

- (b) Să se evalueze g_m , μ și r_p pentru trioda ale cărei caracteristici sînt arătate în fig. A.4, pentru fiecare din următoarele puncte de funcționare :

$$(1) e_c = -1 \text{ volt}, e_B = 200 \text{ volți}$$

$$(2) e_c = -3 \text{ volți}, e_B = 300 \text{ volți}$$

Răspunsuri. (b) (1) $\mu = 90$; $g_m = 2 \cdot 10^{-3} \text{ mho}$; $r_p = 45 \text{ kohm}$; (b) (2) $\mu = 100$; $g_m = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ mho}$, $r_p = 91 \text{ kohm}$.

P.B.7 Să se evalueze transconductanța g_m și rezistența de placă r_p a pentodei a cărei caracteristici sînt arătate în fig. B.10, în punctul de funcționare $e_B = 200$ volți, $e_c = -1$ volt.

P.B.8 Această problemă se bazează pe amplificatorul cu auto-negativare din fig. B.20. Se presupune că trioda poate fi reprezentată printr-un model liniarizat cu $\mu_p = 30$, $R_p = 10 \text{ kohm}$, și se limitează funcționarea la tensiuni de grilă negative. Atît la (a) cît și la (b) se presupune că C_1 este suficient de mare astfel încît tensiunea la bornele sale rămîn practic constantă la aplicarea semnalelor.

- (a) Presupunind că $C_B = 0$ să se evalueze caracteristicile de transfer care leagă pe v_o cu v_i . Să se deseneze și să se dimensioneze rezultatele.

- (b) Presupunind că C_B este suficient de mare, astfel încît în prezența semnalelor, tensiunea grilă-catod nu are variații importante față de valoarea sa statică, să se evalueze caracteristica de transfer. Să se deseneze și să se dimensioneze rezultatele pe aceleași coordonate ca în punctul (a)

Panta caracteristicii de transfer în regiunea activă în cazul unei rezistențe catodice nedecupiate, este mai mică datorită reacției negative introdusă de R_K . Mai exact, componenta de semnal a curentului anodic, dezvoltă la bornele lui R_K o tensiune de semnal care se opune ten-

siunii grilă-masă, reducând prin aceasta tensiunea grilă-catod. Acest mecanism poate fi utilizat pentru ca panta caracteristici de transfer să fie mai puțin influențată de variațiile parametrilor dispozitivului activ.

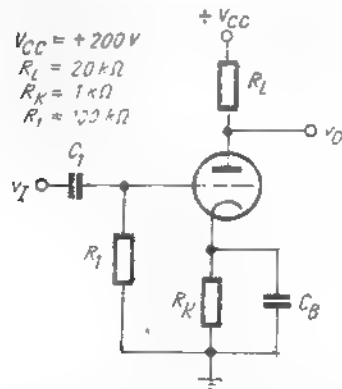


Fig.B.20 Amplificator cu negativare automată.

P.B.9 Circuitul cu triodă din fig. B.21 este un amplificator cu anod comun sau *repetor catodic*.

(a) Care este valoarea maximă a lui v_i pentru care trioda lucrează în regiunea cu grila negativă? Să se utilizeze caracteristicile triodel din fig. A4, presupunând $E = 250$ volți, $R_K = 20$ kohm.

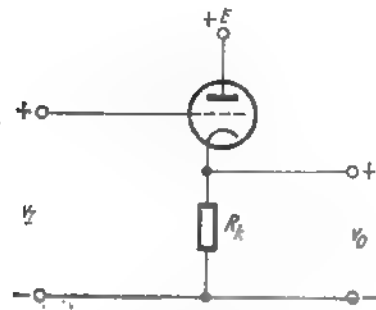


Fig.B.21 Repetor catodic.

b) Să se utilizeze modelul linearizat din fig. B.14 pentru a se determina caracteristica de transfer ce leagă pe v_o de v_i . Să se exprime rezultatele în funcție de E , R_p , R_K și μ_p . Să se deseneze și să se dimensioneze rezultatele pe coordonatele rectangulare v_i/E și v_o/E .

P.B.10 Amplificatorul din fig. B. 22 este comandat de o sursă de semnal a cărei tensiune echivalentă Thévenin este v_s și a cărei rezistență internă este $R_G = 5$ kohm. Să se utilizeze mo-

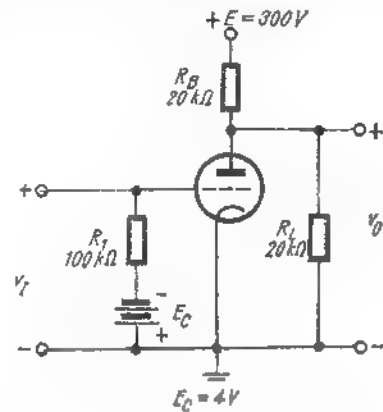


Fig.B.22 Amplificator cu catodul comun.

delul linearizat din fig. B.14 (cu $R_G = 2$ kohm, $R_p = 7,5$ kohm, $\mu_p = 20$) pentru a determina caracteristica de transfer ce leagă pe v_o de tensiunea sursei v_s . Să se deseneze și să se dimensioneze rezultatele

Indicație. Să se găsească coordonatele celor trei puncte de fringere a caracteristicii.

P.B.11 Să se utilizeze un model de semnal mic pentru a determina amplificarea de tensiune la semnal mic a amplificatorului din fig. B. 20. Se presupune că la bornele capacității de cuplaj se dezvoltă o tensiune de semnal neglijabilă și se neglijează curenții prin capacitățile dintre electrozi. Se consideră două cazuri:

(1) Capacitatea de decuplare C_B este suficient de mare astfel încât tensiunea de semnal de la bornele ei este neglijabilă

(2) $C_B = 0$, adică rezistența din catod este nedecuplată.

Să se exprime $A_v = v_o/v_i$ în funcție de parametrii circuitului și ai triodel, în primul rînd sub formă literală. Să se înlocuiască apoi valorile numerice (se presupune $\mu = 30$, $r_p = 10$ kohm).

Răspunsuri. (1) $A_v \approx -20$; (2) $A_v \approx -10$.

P.B.12 Să se găsească amplificarea de tensiune la semnal mic pentru repetorul catodic introdus în problema P.B.9. Se presupune că valoarea statică a lui v_i este astfel încât trioda lucrează în regiunea cu grila negativă

P.B.13 Să se utilizeze circuitele echivalente la semnal mic pentru a evalua, în cazul amplificatorului din fig. B.22, efectul zgomotului din sursa de alimentare anodică. Concret, să se găsească tensiunea de ieșire de semnal mic, v_o , care apare ca răspuns la o componentă de curent alternativ de valoare v_n , din tensiunea sursei de alimentare anodice. Să se exprime apoi v_o în funcție de v_n cît și de tensiunea de intrare de semnal mic, v_i .

ANEXA C

**PROGRAM FORTRAN IV PENTRU DETERMI-
NAREA FRECVENȚELOR NATURALE ALE UNEI
REȚELE RC**

C.1 Instrucțiuni pentru utilizarea programului

C.2 Programul

Referințe bibliografice

C

Program FORTRAN IV pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele RC

După ce un rînd a intrat complet pe cartele, o nouă linie va fi perforată în același mod. După ce toate conductanțele au fost introduse, întorceți-vă la prima linie și perforați toate valorile capacităților în același mod. Cu aceasta se completează cea de-a treia grupă de cartele pentru această rețea.

Dacă trebuie rezolvate mai multe rețele, perforați datele fiecărei rețele suplimentare așa cum s-a explicat mai sus și plasați aceste pachete de cartele în urma pachetului primei rețele.

4. Așezați cartelele de date după cartelele programului sursă și scrieți cartelele de control.

C. 1. INSTRUȚIUNI PENTRU UTILIZAREA PROGRAMULUI

1. Scrieți ecuațiile pe noduri ale rețelei, punînd conductanțele în mS și capacitățile în pF. (Pot fi utilizate și alte grupe de unități, dar atunci utilizatorul trebuie să multiplice soluțiile cu un factor potrivit).

2. Aranjați ecuațiile pe noduri sub formă matriceală, astfel încît prima linie să conțină tensiunea de intrare în partea stîngă. Ultima coloană a matricii trebuie să corespundă nodului care descrie tensiunea de ieșire. Partea dreaptă a ecuațiilor pe noduri trebuie să fie acum o matrice care să conțină N ecuații cu N tensiuni la noduri.

3. Perforați această matrice pe trei grupe de cartele; prima grupă constă dintr-o singură cartelă, care conține numărul ecuațiilor pe noduri și conductanța asociată tensiunii de intrare. Numărul de ecuații este perforat în coloanele 1 și 2 iar conductanța sursei în coloanele 11 pînă la 20. Cea de a doua grupă de cartele este afectată părții reale a ecuațiilor pe noduri. Aceste conductanțe sînt perforate cîte șase pe o cartelă, utilizînd atîtea cartele cîte sînt necesare. Fiecărei valori de conductanță îi sînt afectate zece coloane; valoarea trebuie să fie perforată complet în aceste zece coloane. Dacă o conductanță este zero, în cele zece coloane „se bate blank”. Punctele zecimale trebuie puse întotdeauna, chiar pentru valori întregi.


```

1 SUBROUTINE PRADIA(A125,B125)
2
3
4 SUBROUTINE DE INTERPOLATE DE DATE PENTRU UN DETERMINANT COMPLEX
5 PENTRU A 100-100
6
7 DIMENSION A(100,100),B(100,100),C(100,100)
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

```

FORMAT 12-07 FRECAT 00/06/78 10.10-03

```

100
101
102
103
104
105
106
107
108
109
110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200

```

FORMAT 12-07 FRECAT 00/06/78 12.00-03

 COMPILAT PENTRU

FORMAT 12-07 FRECAT 00/06/78 12.15-03

```

1 SUBROUTINE PRADIA(A125,B125)
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

```

```

110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200

```

FORMAT 12-07 FRECAT 00/06/78 12.15-03

```

1 SUBROUTINE PRADIA(A125,B125)
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

```

00
01
02
03
04
05
06
07
08
09
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99

00
01
02
03
04
05
06
07
08
09
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99

[illegible]

The diagram illustrates a two-stage experimental design. Stage 1 consists of a 'Pre-Test' and a 'Post-Test' for a 'Control' group. Stage 2 also consists of a 'Pre-Test' and a 'Post-Test' for a 'Control' group. The diagram shows the flow of participants through these stages and the comparison of results.

1997, 1998, 1999, 2000, 2001, 2002, 2003, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019, 2020, 2021, 2022, 2023, 2024, 2025, 2026, 2027, 2028, 2029, 2030, 2031, 2032, 2033, 2034, 2035, 2036, 2037, 2038, 2039, 2040, 2041, 2042, 2043, 2044, 2045, 2046, 2047, 2048, 2049, 2050, 2051, 2052, 2053, 2054, 2055, 2056, 2057, 2058, 2059, 2060, 2061, 2062, 2063, 2064, 2065, 2066, 2067, 2068, 2069, 2070, 2071, 2072, 2073, 2074, 2075, 2076, 2077, 2078, 2079, 2080, 2081, 2082, 2083, 2084, 2085, 2086, 2087, 2088, 2089, 2090, 2091, 2092, 2093, 2094, 2095, 2096, 2097, 2098, 2099, 2100, 2101, 2102, 2103, 2104, 2105, 2106, 2107, 2108, 2109, 2110, 2111, 2112, 2113, 2114, 2115, 2116, 2117, 2118, 2119, 2120, 2121, 2122, 2123, 2124, 2125, 2126, 2127, 2128, 2129, 2130, 2131, 2132, 2133, 2134, 2135, 2136, 2137, 2138, 2139, 2140, 2141, 2142, 2143, 2144, 2145, 2146, 2147, 2148, 2149, 2150, 2151, 2152, 2153, 2154, 2155, 2156, 2157, 2158, 2159, 2160, 2161, 2162, 2163, 2164, 2165, 2166, 2167, 2168, 2169, 2170, 2171, 2172, 2173, 2174, 2175, 2176, 2177, 2178, 2179, 2180, 2181, 2182, 2183, 2184, 2185, 2186, 2187, 2188, 2189, 2190, 2191, 2192, 2193, 2194, 2195, 2196, 2197, 2198, 2199, 2200, 2201, 2202, 2203, 2204, 2205, 2206, 2207, 2208, 2209, 2210, 2211, 2212, 2213, 2214, 2215, 2216, 2217, 2218, 2219, 2220, 2221, 2222, 2223, 2224, 2225, 2226, 2227, 2228, 2229, 2230, 2231, 2232, 2233, 2234, 2235, 2236, 2237, 2238, 2239, 2240, 2241, 2242, 2243, 2244, 2245, 2246, 2247, 2248, 2249, 2250, 2251, 2252, 2253, 2254, 2255, 2256, 2257, 2258, 2259, 2260, 2261, 2262, 2263, 2264, 2265, 2266, 2267, 2268, 2269, 2270, 2271, 2272, 2273, 2274, 2275, 2276, 2277, 2278, 2279, 2280, 2281, 2282, 2283, 2284, 2285, 2286, 2287, 2288, 2289, 2290, 2291, 2292, 2293, 2294, 2295, 2296, 2297, 2298, 2299, 2300, 2301, 2302, 2303, 2304, 2305, 2306, 2307, 2308, 2309, 2310, 2311, 2312, 2313, 2314, 2315, 2316, 2317, 2318, 2319, 2320, 2321, 2322, 2323, 2324, 2325, 2326, 2327, 2328, 2329, 2330, 2331, 2332, 2333, 2334, 2335, 2336, 2337, 2338, 2339, 2340, 2341, 2342, 2343, 2344, 2345, 2346, 2347, 2348, 2349, 2350, 2351, 2352, 2353, 2354, 2355, 2356, 2357, 2358, 2359, 2360, 2361, 2362, 2363, 2364, 2365, 2366, 2367, 2368, 2369, 2370, 2371, 2372, 2373, 2374, 2375, 2376, 2377, 2378, 2379, 2380, 2381, 2382, 2383, 2384, 2385, 2386, 2387, 2388, 2389, 2390, 2391, 2392, 2393, 2394, 2395, 2396, 2397, 2398, 2399, 2400, 2401, 2402, 2403, 2404, 2405, 2406, 2407, 2408, 2409, 2410, 2411, 2412, 2413, 2414, 2415, 2416, 2417, 2418, 2419, 2420, 2421, 2422, 2423, 2424, 2425, 2426, 2427, 2428, 2429, 2430, 2431, 2432, 2433, 2434, 2435, 2436, 2437, 2438, 2439, 2440, 2441, 2442, 2443, 2444, 2445, 2446, 2447, 2448, 2449, 2450, 2451, 2452, 2453, 2454, 2455, 2456, 2457, 2458, 2459, 2460, 2461, 2462, 2463, 2464, 2465, 2466, 2467, 2468, 2469, 2470, 2471, 2472, 2473, 2474, 2475, 2476, 2477, 2478, 2479, 2480, 2481, 2482, 2483, 2484, 2485, 2486, 2487, 2488, 2489, 2490, 2491, 2492, 2493, 2494, 2495, 2496, 2497, 2498, 2499, 2500, 2501, 2502, 2503, 2504, 2505, 2506, 2507, 2508, 2509, 2510, 2511, 2512, 2513, 2514, 2515, 2516, 2517, 2518, 2519, 2520, 2521, 2522, 2523, 2524, 2525, 2526, 2527, 2528, 2529, 2530, 2531, 2532, 2533, 2534, 2535, 2536, 2537, 2538, 2539, 2540, 2541, 2542, 2543, 2544, 2545, 2546, 2547, 2548, 2549, 2550, 2551, 2552, 2553, 2554, 2555, 2556, 2557, 2558, 2559, 2560, 2561, 2562, 2563, 2564, 2565, 2566, 2567, 2568, 2569, 2570, 2571, 2572, 2573, 2574, 2575, 2576, 2577, 2578, 2579, 2580, 2581, 2582, 2583, 2584, 2585, 2586, 2587, 2588, 2589, 2590, 2591, 2592, 2593, 2594, 2595, 2596, 2597, 2598, 2599, 2600, 2601, 2602, 2603, 2604, 2605, 2606, 2607, 2608, 2609, 2610, 2611, 2612, 2613, 2614, 2615, 2616, 2617, 2618, 2619, 2620, 2621, 2622, 2623, 2624, 2625, 2626, 2627, 2628, 2629, 2630, 2631, 2632, 2633, 2634, 2635, 2636, 2637, 2638, 2639, 2640, 2641, 2642, 2643, 2644, 2645, 2646, 2647, 2648, 2649, 2650, 2651, 2652, 2653, 2654, 2655, 2656, 2657, 2658, 2659, 2660, 2661, 2662, 2663, 2664, 2665, 2666, 2667, 2668, 2669, 2670, 2671, 2672, 2673, 2674, 2675, 2676, 2677, 2678, 26

[illegible]

100

101

102

103

104

105

106

107

108

109

110

111

112

113

114

115

116

117

118

119

120

121

122

123

124

125

126

127

128

129

130

131

132

133

134

135

136

137

138

139

140

141

142

143

144

145

146

147

148

149

150

151

152

153

154

155

156

157

158

159

160

161

162

163

164

165

166

167

168

169

170

171

172

173

174

175

176

177

178

179

180

181

182

183

184

185

186

187

188

189

190

191

192

193

194

195

196

197

198

199

200

201

202

203

204

205

206

207

208

209

210

211

212

213

214

215

216

217

218

219

220

221

222

223

224

225

226

227

228

229

230

231

232

233

234

235

236

237

238

239

240

241

242

243

244

245

246

247

248

249

250

251

252

253

254

255

256

257

258

259

260

261

262

263

264

265

266

267

268

269

270

271

272

273

274

275

276

277

278

279

280

281

282

283

284

285

286

287

288

289

290

291

292

293

294

295

296

297

298

299

300

301

302

303

304

305

306

307

308

309

310

311

312

313

314

315

316

317

318

319

320

321

322

323

324

325

326

327

328

329

330

331

332

333

334

335

336

337

338

339

340

341

342

343

344

345

346

347

348

349

350

351

352

353

354

355

356

357

358

359

360

361

362

363

364

365

366

367

368

369

370

371

372

373

374

375

376

377

378

379

380

381

382

383

384

385

386

387

388

389

390

391

392

393

394

395

396

397

398

399

400

401

402

403

404

405

406

407

408

409

410

411

412

413

414

415

416

417

418

419

420

421

422

423

424

425

426

427

428

429

430

431

432

433

434

435

436

437

438

439

440

441

442

443

444

445

446

447

448

449

450

451

452

453

454

455

456

457

458

459

460

461

462

463

464

465

466

467

468

469

470

471

472

473

474

475

476

477

478

479

480

481

482

483

484

485

486

487

488

489

490

491

492

493

494

495

496

497

498

499

500

501

502

503

504

505

506

507

508

509

510

511

512

513

514

515

516

517

518

519

520

521

522

523

524

525

526

527

528

529

530

531

532

533

534

535

536

537

538

539

540

541

542

543

544

545

546

547

548

549

550

551

552

553

554

555

556

557

558

559

560

561

562

563

564

565

566

567

568

569

570

571

572

573

574

575

576

577

578

579

580

581

582

583

584

585

586

587

588

589

590

591

592

593

594

595

596

597

598

599

600

601

602

603

604

605

606

607

608

609

610

611

<

1000

Figure 1

Number of hauls	<i>P. setiferus</i> (%)	<i>P. setiferus</i> + <i>P. setiferus</i> + <i>P. setiferus</i> (%)
1	10	5
2	30	10
3	50	15
4	70	18
5	85	20
6	95	22
7	100	23
8	100	24
9	100	25
10	100	26

[illegible][illegible]

```

241 CAP=KMAX1(ABS2,CAP)
242 C=SUM(EGSUM1-X
243 EGSUM2=EGSUMC+X**2-Y**2
244 IF (RUC=NH)88=95,95
245 88 IF (Y)90,91,89
246 89 Y=-Y
247 GO TO 14
248 90 R1(RUC+1)=ABS(Y)
249
250 C
251 C
252 C
253 91 DANCE=0
254 IF (NV=NLQ-3)7,7,92
255 92 IF (VNEAK)925,925,7
256 925 IF ((Q1R**2+211)+21*Z-7+E+A)93,7,7
257 93 DR=3(21+2*(B(2)*Q1R**2+211)
258 D1=B(1)+2*(B(2)*Q1R**2+211)
259 D2=DR**2+D1**2
260 IF (D2)7,7,94
261 94 K=X-2*(DR+3(21+D1+2(5,1)/D2
262 Y=ABS(V-2*(UR+R(5)-D1,3(21)/D2)
263 IF (X**2+Y**2-4<CAP)14,14,7
264 95 RETURN
265 1 FORMAT(18H VALDARE PRINCIPALASX,2E20.8,17X,12,17H ITERATII,TEST
266 111//)
267 96 FORMAT(8HITERATE20X,E7D.8,3X,E15.8,8X,3E15.7,14)
268 2 FORMAT(1H0 50X,19H ITERATII LAGUERRE //31X,104HARTE REALASX,11HPAR
269 112 1HAB,8X,4HP,2,10X,4HP,2,10X,6HD,1,2,3X,4HPVFL )
270 END

```

FORTRAN 13*07 FREQNAT 04/06/73 18.18.03

FORTRAN 12*07 FREQNAT 04/06/73 18.18.36

```

1 SUBROUTINE CKSORT(A,B,C,Y)
2 F=MAX1(ABS(A),ABS(B))
3 F=F+SQRT((A/F)**2+(B/F)**2)
4 IF (A)1,1,2
5 1 Y=SQRT((F-A)*B)
6 X=B+B/Y
7 IF (X)4,3,3
8 4 X=X
9 Y=Y
10 GO TO 3
11 2 X=SQRT((F+A)*B)
12 Y=B+B/X
13 RETURN
14 END

```

FORTRAN 13*07 FREQNAT 04/06/73 18.18.36

ANEXA D

PROGRAM APL PENTRU DETERMINAREA FRECVENTELOR NATURALE ALE UNEI REȚELE

D.1 Exemple de utilizare a programului

D.2 Programul

Referințe bibliografice

D

Program APL pentru determinarea frecvențelor naturale ale unei rețele¹⁾

D.1. EXEMPLE DE UTILIZARE A PROGRAMULUI

Următoarele exemple ilustrează trei moduri în care datele de intrare pot fi introduse în acest program. În fiecare caz, se dă o reproducere a materialului de intrare și ieșire în consola calculatorului. Determinatul utilizat în primele trei exemple este cel din § 15.1.2.

În prima metodă, aplicabilă la rețelele RC , utilizatorul bate NATFREQS. Calculatorul răspunde cu instrucțiuni, după cum se arată. Simbolul $S11$ înseamnă partea capacitivă a lui y în determinant; $R11$ indică partea reală a lui y , adică, conductanța. Datele sînt introduse în calculator ca o serie de numere: coeficienții complecși ai determinantului, adică partea capacitivă, mai întii, apoi, conductanța. După ce datele de intrare au fost introduse, se începe o nouă linie și se bate E . Calculatorul va calcula, atunci, frecvențele naturale.

Cea de a doua metodă este identică cu prima, cu diferența că, bătînd NATFREQS 10, calculatorul trece direct la partea de intrare a programului anterior, fără a mai da instrucțiuni.

În cea de-a treia metodă de introducere a datelor în calculator, utilizatorul își formează el însuși determinantul. Pentru rețelele RC datele formează două matrice. Prima matrice $n \times n$ conține toți termenii capacitivi ai determinantului; cea de-a doua matrice $n \times n$ conține toți termenii conductivi. Pentru a forma această rețea, utilizăm comanda în APL. Utilizatorul bate întii, în formă vectorială, toate părțile capacitive ale

fiecărui termen din determinant, rînd cu rînd, urmate de toți termenii conductivi. În exemplu de mai jos, aceasta s-a realizat cu doi vectori. Pentru rețele mai mari vor fi necesari mai mulți vectori. Acești vectori vor fi apoi aranjați într-o rețea de două plane, n coloane și n linii, cu ajutorul comenzii ce se aplică vectorilor definiți mai sus. În exemplul dat, rețeaua astfel formată a fost numită VV . Pentru a verifica exactitatea introducerii datelor, utilizatorul solicită o imprimare a rețelei, bătînd VV . (Rețeaua rezultată trebuie să fie comparată cu determinantul original dat de ecuația 15.7.). Pentru a găsi frecvențele naturale, se bate NATFREQ VV .

Pentru rețelele care conțin atît inductanțe, cît și capacități și rezistențe, este necesar a se urma o procedură oarecum diferită. Formăm o rețea cu trei plane, nu cu două, o matrice capacitivă $n \times n$, o matrice conductivă $n \times n$ (ca mai sus) și, o a treia matrice $n \times n$, conținînd termenii inductivi (în unități $1/\mu H$). Dacă cerem această rețea RLC , $3 \times n \times n$, frecvențele naturale pot fi găsite chemînd NATFREQSONE OVERS RLC .

REFERINȚE BIBLIOGRAFICE;

- D.1 A. D. Falkoff and K. E. Iverson, *APL/360 User's Manual*, IBM, Thomas I. Watson Research Center, 1968
D.2 P. Berry, *APL/360 Primer*, IBM Corporation, 1969

¹⁾ Acest program este reproducut după original.

[illegible]

[The page contains extremely faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side of the document.]

E

Rezolvarea problemelor

PROBLEME LA CAP. 1

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.2

Dreapta de sarcină are intersecțiile cu axele.

$$v_{DS} = V_B = 8 \text{ V}$$

$$i_D = \frac{V_B}{R_L} = 2,7 \text{ mA.}$$

Dreapta de sarcină intersectează curba $v_{GS} = 4 \text{ V}$ în punctul cu coordonatele

$$v_{DS} \approx 3,3 \text{ V}$$

$$i_D \approx 1,6 \text{ mA.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.3

Circuitul a. Dreapta de sarcină este orizontală și intersectează axa i_D la 1 mA. Punctul de intersecție cu curba $v_{GS} = 4 \text{ V}$ are coordonatele:

$$v_{DS} = 1,2 \text{ V}$$

$$i_D = 1 \text{ mA.}$$

Circuitul b. Valoarea tensiunii v_{DS} , când $i_D = 0$, este

$$v_{DS} = \frac{7,5}{7,5 + 2,5} \times 10 = 7,5 \text{ V.}$$

Valoarea curenților i_D când $v_{DS} = 0$ este

$$i_D = \frac{10}{2,5} = 4 \text{ mA.}$$

Acestea sînt intersecțiile dreptei de sarcină cu axele. Punctul de funcționare (pentru $v_{GS} = 4 \text{ V}$) este

$$v_{DS} \approx 4,5 \text{ V}$$

$$i_D \approx 1,6 \text{ mA.}$$

Circuitul c. Dreapta de sarcină intersectează axele la

$$v_{DS} = 10 \text{ V}$$

$$i_D = \frac{10}{2 + 1} \approx 3,3 \text{ mA.}$$

Punctul de funcționare (pentru $v_{GS} = 4 \text{ V}$) este:

$$v_{DS} = 5,2 \text{ V}$$

$$i_D = 1,6 \text{ mA.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.4

Se trasează pe caracteristicile de ieșire curba care exprimă v_{GS} în funcție de i_D , pentru o anumită valoare a lui v_I . Relația este

$$v_{GS} = v_I - i_D R_s$$

unde R_s este rezistența sursei (1 kΩ). De observat că această curbă nu este o dreaptă în planul v_{DS} , i_D . Curba intersectează dreapta de sarcină determinată la problema P.1.3.c (pentru $v_I = 6 \text{ V}$) la:

$$v_{DS} \approx 5 \text{ V}$$

$$i_D \approx 1,8 \text{ mA}$$

$$v_{GS} \approx 4,2 \text{ V.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.7

În general,

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \right|_{v_{DS} \text{ constant}}$$

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \right|_{v_{GS} \text{ constant.}}$$

(Utilizînd curbele din fig. 1.8:

1) La $v_{DS} = 2 \text{ V}$, $v_{GS} = 4 \text{ V}$,

$$g_m \approx \frac{0,5 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = 0,5 \text{ mS}$$

$$g_m \approx \frac{0,7 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 0,35 \text{ mS.}$$

(2) La $v_{DS} = 8 \text{ V}$, $v_{GS} = 5 \text{ V}$,

$$g_m \approx \frac{1 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = 1 \text{ mS},$$

$$g_0 \approx 0$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.9

Modelul liniar de semnal mic pentru circuitul din fig. 1.20 este:

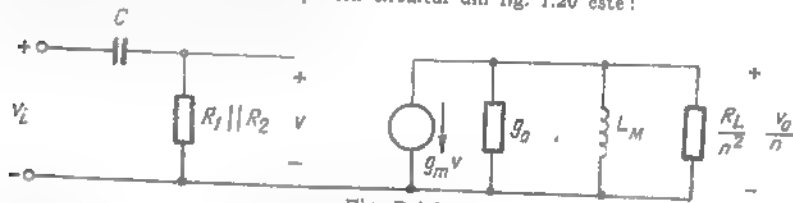


Fig. P.1.9

Neglijind căderea de tensiune la bornele condensatorului C și curentul prin L_M , raportul de transfer în tensiune la semnal mic este (pentru $v = v_i$):

$$\frac{(v_o/n)}{v_i} \approx -g_m \left(\frac{R_L}{n^2} \parallel \frac{1}{g_0} \right)$$

sau:

$$\frac{v_o}{v_i} = -ng_m \left(\frac{R_L}{n^2} \parallel \frac{1}{g_0} \right)$$

dacă $g_0 \ll n^2/R_L$,

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_L}{n}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 1.11

Prima ecuație arată că i_i depinde numai de tensiunea v_i , care este definită la borna prin care trece i_i . Astfel, această primă relație poate fi reprezentată printr-o rețea liniară între bornele 1 și 2, ca în fig. P. 1.11.1. Forma ecuației indică o conexiune derivație (curenții se adună), iar elementele folosite sînt conductanța ($i \sim v$) și capacitatea ($i \sim dv/dt$).

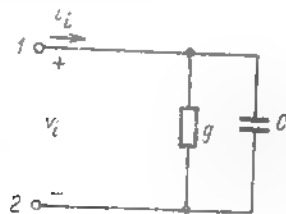


Fig. P. 1.11.1

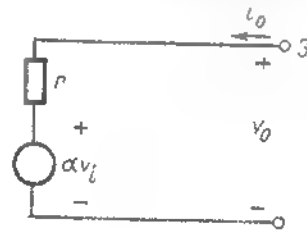


Fig. P. 1.11.2

A doua ecuație pune în evidență faptul că tensiunea v_o are două componente. Una este proporțională cu i_o și poate fi reprezentată printr-o rezistență, cealaltă este proporțională cu v_i și necesită o sursă comandată de tensiune (fig. P. 1.11.2). Modelul complet este cel prezentat în fig. P. 1.11.3.

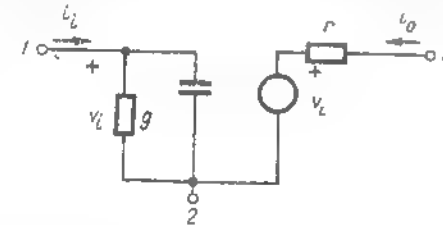


Fig. P. 1.11.3

PROBLEME LA CAP. 2

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.1

Legea lui Gauss se exprimă prin relația

$$\oint \mathbf{E}_n \cdot d\mathbf{S} = \frac{Q}{\epsilon},$$

iar legea conservării sarcinii:

$$\oint \mathbf{J}_n \cdot d\mathbf{S} = -\frac{dQ}{dt}.$$

Dar $\mathbf{J}_n = \sigma \mathbf{E}_n$, unde σ este conductivitatea electrică, deci:

$$\oint \mathbf{J}_n \cdot d\mathbf{S} = \sigma \oint \mathbf{E}_n \cdot d\mathbf{S}, \text{ sau}$$

$$-\frac{dQ}{dt} = \frac{\sigma}{\epsilon} Q.$$

Ecuația diferențială liniară de ordinul întâi are soluția:

$$Q(t) = Q(0)e^{-t/\tau} \text{ unde } \tau = \frac{\epsilon}{\sigma}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.2

a) Pentru descrierea procesului de conducție în materialele semiconductoră se definește, mai întâi *electronul*, sau *electronul de conducție*, ca fiind un electron de valență care nu intră în structura legăturii covalente, și *golul*, ca o particulă fictivă încărcată pozitiv, utilizată pentru descrierea procesului de deplasare a unei structuri incomplete de legătură

covalentă. Recombinarea unei perechi gol-electron este procesul prin care un electron de conducție completează o legătură covalentă cu structură incompletă. Generarea termică este procesul opus — se creează o pereche gol-electron prin „ruperea” unei legături de valență. Evident, aceste procese sînt conservative în ceea ce privește masa și sarcina tuturor electronilor (atît cei din legăturile de valență cît și cei care sînt „liberi”).

b) Descrierea mișcării tuturor tipurilor de electroni de valență se poate face simplu cu ajutorul golurilor. De exemplu, deplasarea unei structuri incomplete poate fi privită ca deplasarea unei sarcini pozitive fictive (asociată cu defectul respectiv), chiar dacă, în realitate, procesul constă în deplasarea electronilor de valență din legătură în legătură (ceea ce, evident, duce la deplasarea defectului). Acest proces implică numai deplasarea electronilor de valență din legătură în legătură, fără a putea dobîndi energia necesară pentru a deveni „liberi” (electroni de conducție). Prin urmare, mișcarea golurilor este un proces independent de electronii de conducție, electroni care nu intră în structura legăturii.

c) Un atom de impuritate de tip acceptor are o sarcină nucleară cu o unitate mai mică decît aceea a atomului gazdă; el are, de asemenea, un electron de valență mai puțin. Făcînd parte din cristalul semiconductor, nu poate completa structura unei legături locale, deoarece are unul sau mai mulți electroni de valență. Impuritatea acceptoare se numește *ionizată*, atunci cînd defectul de legătură, pe care îl procură cristalului, se eliberează și se poate deplasa. Rezultatul acestui proces constă în formarea atît a unui gol mobil, cît și a unei sarcini negative imobile; aceasta din urmă rezultă din excesul de sarcini de valență față de sarcinile nucleare, în vecinătatea impurității. Astfel, cînd un acceptor se ionizează, se păstrează neutralitatea și se produce un gol.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.3

Electronii de conducție iau naștere prin două procese:

- (1) Ionizarea impurităților donoare; aceasta produce N_d electroni pe unitatea de volum.
- (2) „Ruperea” legăturilor covalente. Dacă numărul total de electroni pe unitatea de volum este n , numărul de electroni care iau naștere prin acest proces va fi $n - N_d$.

Similar, golurile sînt produse prin:

- (1) Ionizarea impurităților acceptoare; se produc astfel N_a goluri pe unitatea de volum.
- (2) Ruperea legăturilor covalente. Dacă numărul total de goluri pe unitatea de volum este p , numărul de goluri care iau naștere prin acest proces trebuie să fie $p - N_a$.

Dacă purtătorii de sarcină sînt uniform distribuiți, concentrațiile pe unitatea de volum (n și p) sînt independente de poziție. Deci, numărul de goluri produse prin ruperea legăturii, trebuie să fie egal, în orice punct, cu numărul de electroni care iau naștere prin același proces. Astfel:

$$n - N_d = p - N_a$$

sau,

$$n - p = N_d - N_a.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.4

(a) Întrucît $N_a \gg n_i$, materialul este extrinsec (de tipul p) și concentrațiile de purtători pot fi approximate prin:

$$p \approx N_a = 2 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3};$$

$$n \approx \frac{n_i^2}{p} = 5 \times 10^5 \text{ cm}^{-3}.$$

(b) Acum $n_i \gg N_a$. Deci, materialul este intrinsec și

$$n \approx p \approx n_i = 3 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.5

(a) Alumiului are valența 3 și este o impuritate acceptoare. Întrucît $N_a \gg n_i$ avem:

$$p \approx N_a = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3};$$

$$n \approx \frac{n_i^2}{N_a} = 8 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}.$$

(b) Concentrația de purtători minoritari crește cu 1% din concentrația purtătorilor majoritari cînd

$$n \approx 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}.$$

Aceasta corespunde la $n_i^2 = 2,5 \cdot 10^{31} \text{ cm}^{-3}$, ceea ce corespunde unei creșteri de:

$$\frac{2,5 \cdot 10^{31}}{4 \cdot 10^{26}} \approx 6 \times 10^4.$$

Dependența aproximativă a lui n_i^2 de temperatură este

$$\frac{n_i^2(T)}{n_i^2(T_0)} = e^{0,12(T-T_0)}.$$

sau

$$6 \cdot 10^4 = e^{0,12(T-T_0)}$$

$$0,12(T - T_0) = 8,7$$

$$T - T_0 = 72 \text{ K} \quad T \approx 370 \text{ K}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.6

$$n_0 = 2 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

$$p_0 = 10^{11} \text{ cm}^{-3}$$

(a) $N = n_0 - p_0 = -8 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$

(b) N este negativ, deci, materialul este de tipul p .

(c) $n_i^2 = n_0 p_0 = 2 \cdot 10^{24}$

$$n_i \approx 4,5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.7

La echilibru, concentrațiile de purtători satisfac următoarele două relații:

$$n - p = N_d - N_a = N \quad (1)$$

$$np = n_i^2 \quad (2)$$

(a) Rezolvând sistemul format de ecuațiile (1) și (2) se obține:

$$n = \frac{N}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2};$$

$$p = -\frac{N}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

Deoarece radicalul are totdeauna o valoare mai mare decât $|N/2|$, se va considera numai semnul plus; semnul minus conduce la valori negative pentru n și p , ceea ce este lipsit de semnificație fizică:

$$n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}$$

$$p = -\frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

(b) Într-un material de tipul n este evident că $N > 0$; dacă N/n_i este mare, se poate scrie:

$$\sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2} = \frac{|N|}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{2n_i}{N}\right)^2} \approx \frac{|N|}{2} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2n_i}{N}\right)^2 \right] = \frac{|N|}{2} + \frac{n_i^2}{|N|}.$$

Astfel,

$$\left. \begin{aligned} n &= N + \frac{n_i^2}{N} \\ p &= \frac{n_i^2}{N} \end{aligned} \right\} \text{ pentru } N \gg n_i$$

(c) Într-un material de tip p , $N < 0$; dacă $|N|/n_i$ este mare, atunci radicalul se aproximează la fel ca în cazul precedent, și rezultă:

$$n \approx \frac{-|N|}{2} + \frac{|N|}{2} + \frac{n_i^2}{|N|} = \frac{n_i^2}{|N|}, \quad p \approx |N| + \frac{n_i^2}{|N|}$$

sau, echivalent:

$$\left. \begin{aligned} n &\approx \frac{n_i^2}{(-N)} \\ p &\approx (-N) + \frac{n_i^2}{(-N)} \end{aligned} \right\} \text{ pentru } (-N) \gg n_i.$$

(d) Utilizând dezvoltarea în serie Taylor, se obține:

$$\begin{aligned} \frac{|N|}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{2n_i}{N}\right)^2} &= \frac{|N|}{2} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2n_i}{N}\right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{2n_i}{N}\right)^4 + \dots \right] = \\ &= \frac{|N|}{2} + \frac{n_i^2}{|N|} - \frac{n_i^4}{|N|^3} \left(\frac{n_i}{N}\right)^2 + \dots \end{aligned}$$

Aproximațiile făcute la punctele (b) și (c) conduc la estimarea eronată a concentrației de purtători minoritari (în special când $|N|/n_i$ este mai mic). Trebuie determinată valoarea lui $n_i/|N|$ pentru care:

$$\frac{n_i^2}{|N|} \left(\frac{n_i}{N}\right)^2 = 0,05 \frac{n_i^2}{|N|}$$

sau

$$\left(\frac{n_i}{|N|}\right)^3 = 0,05 \text{ sau } \frac{n_i}{|N|} = \sqrt[3]{\frac{1}{20}}.$$

Eroarea este mai mică decât 5% dacă $|N| > 2\sqrt[3]{5} n_i \approx 4,5 n_i$.

(e) Evident, concentrațiile de purtători majoritari pot fi approximate cu N sau $-N$ cu o eroare mai mică de 1% dacă

$$|N| > 10 n_i.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.8

(a) Știind că $N = N_d = N_a = 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ este mult mai mare decât n_i , se pot utiliza rezultatele obținute la problema P. 2.7, punctul (b):

$$n = N + \frac{n_i^2}{N} \approx 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$$

$$p = \frac{n_i^2}{N} \approx 8 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-3}$$

(b) Din cele arătate la problema P. 2.7 punctul (a) rezultă

$$n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2} =$$

$$= n_i \left[\frac{25 - x}{2} + \sqrt{1 + \left(\frac{25 - x}{2}\right)^2} \right] \text{ unde } x = \frac{N_a}{n_i}.$$

Pentru a obține o trasare cât mai ușoară a curbei această relație se poate aproxima prin expresii mai simple, valabile în regiuni mai restrinse ale domeniului de variație a lui x

$$n \approx \begin{cases} N_d & \text{dacă } x < 2,5 \\ n_i \left(1 + \frac{25 - x}{2} \right) & \text{dacă } x = 25 \\ \frac{n_i}{x - 25} & \text{dacă } x > 50 \\ \frac{n_i}{x} & \text{dacă } x > 250 \end{cases}$$

după cum se poate vedea din figura P.2.8.1

Din expresia $np = n_i^2$ rezultă că

$$\ln p - \ln n_i = \ln n_i - \ln n.$$

Deci, la scala logaritmică, curbele care reprezintă concentrația de goluri și de electroni sînt simetrice față de orizontala dusă prin punctul care marchează concentrația intrinsecă (n_i) pe axa ordonatelor.

Din grafic rezultă că, pentru $|x - 25| \gg 0$, concentrațiile n și p sînt foarte diferite de n_i . În timp ce, pentru $x = 25$, n este egal cu p și egal cu n_i . De aceea, considerînd conductivitatea, $q(n\mu_n + p\mu_p)$, ca o funcție de x , aceasta va atinge un minim pentru o valoare a lui x aflată în vecinătatea lui 25.

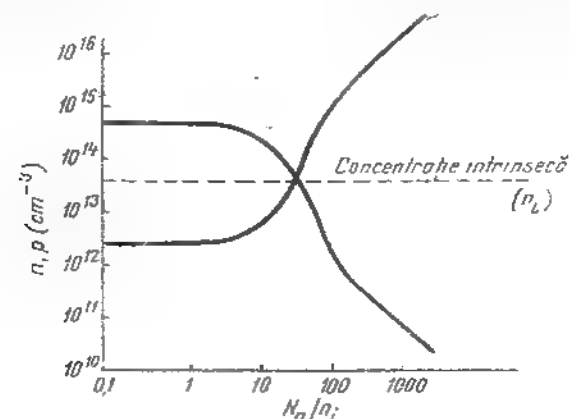


Fig. P.2.8.1

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.9

(a) Exponențialele devin linii drepte în coordonate semilogaritmice

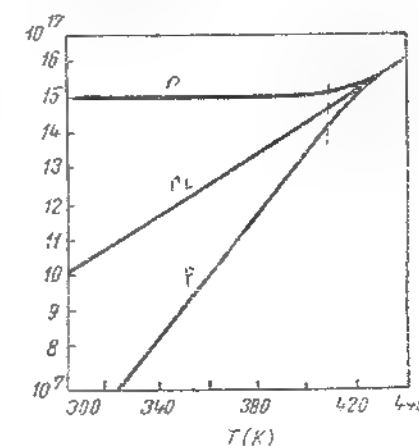
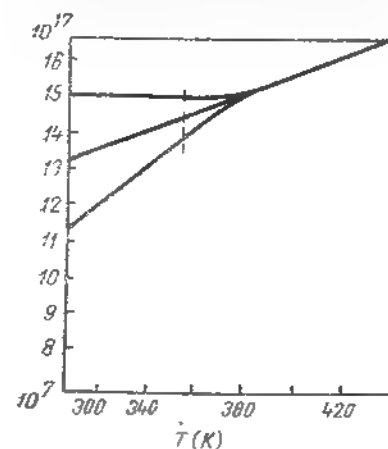


Fig. P.2.9.1

Germaniu

$$(1,8)^{10} \approx 360$$

$$n_i(300 \text{ K}) = 2 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_i(400 \text{ K}) \approx 7,2 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

Siliciu

$$(2,5)^{10} \approx 9500$$

$$n_i(300 \text{ K}) = 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_i(400 \text{ K}) \approx 9,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

(b) În regiunea extrinsecă de temperatură,

$$n \approx 10^{13} \text{ cm}^{-3} \quad p \approx \frac{n_i^2}{10^{13}} \text{ cm}^{-3}.$$

Aceste curbe sînt trasate în coordonatele utilizate la punctul (a). În regiunea intrinsecă de temperatură $n \approx p \approx n_i$. În acest caz, asimptotele pentru n și p au alura arătată. Cînd:

$$n_i = N_d/2, \quad n = \left(-\frac{1 + \sqrt{2}}{2} \right) N_d \approx 1,2 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3},$$

$$p = \left(\frac{\sqrt{2} - 1}{2} \right) N_d \approx 0,2 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}.$$

Aceste puncte se află pe liniile verticale scurte; ele pot fi utilizate pentru „a umple” regiunile dintre asimptote.

(c) Temperaturile la care aceste materiale devin intrinseci pot fi evaluate din figuri. Pentru germaniu $n \approx p$ la $T \approx 380 \text{ K}$ sau, aproximativ 100°C . Pentru siliciu $n \approx p$ la $T \approx 440 \text{ K}$ sau, aproximativ 160°C .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.10

$$(a) \quad n - p = N_d = -1,5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}.$$

În acest caz $p > n$ și materialul este de tip p .

$$(b) \quad n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}$$

$$p = -\frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}.$$

În acest caz $n \approx p$, pentru $n_i \gg \frac{1}{2} N$.

Din curba care prezintă n_i la siliciu (problema P. 2.9) se observă că $n_i \approx \frac{1}{2} |N|$, atunci cînd $T \approx 460 \text{ K}$. Deci, peste această temperatură, materialul este esențialmente intrinsec.

(c) $|n - p|$ poate fi redus prin adăugarea unor impurități donoare, astfel încît să se micșoreze $|N_d - N_a|$. Dacă concentrația impurităților donoare ar crește cu $1,5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ (la o nouă valoare egală cu $2 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$), în acest caz $|N_d - N_a| = 0$ și, de asemenea, $n = p$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.12

(a) O tangentă la curba ce prezintă n_i în funcție de T în punctul corespunzător valorii de 290 K , are o pantă de aproximativ o decadă pe 25 K . Înseamnă deci, că $10 = e^{25\alpha}$, în care α este coeficientul fracționar de temperatură [în $(\text{K})^{-1}$]

$$\alpha \approx 0,2\% \text{ pe K}.$$

La 400 K , panta tangentei este de aproximativ o decadă pe 50 K . În acest caz,

$$\alpha \approx 4,6\% \text{ pe K}.$$

(b) Întrucît R este proporțional cu $1/\sigma$, el variază ca n^{-1}

$$\frac{n_i(325^\circ)}{n_i(290^\circ)} \approx \frac{10^{11}}{10^{10}} = 10 \quad R(325 \text{ K}) = 50 \Omega$$

$$\frac{n_i(250^\circ)}{n_i(290^\circ)} = \frac{10^8}{10^{10}} = 10^{-2} \quad R(250 \text{ K}) = 50 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.13

(a) $n' = p'$ datorită neutralității electrice. Prin urmare:

$$n = n_0 + n' = n_0 + p' = n_0 \left(1 + \frac{p'}{n_0} \right) = n_0 \left[1 + 10^{-6} \left(\frac{p'}{p_0} \right) \right]$$

$$p = p_0 + p' = p_0 \left[1 + \left(\frac{p'}{p_0} \right) \right].$$

(b) De la punctul (a) rezultă

$$\frac{n - n_0}{n_0} = 10^{-6} \left(\frac{p'}{p_0} \right)$$

astfel, pentru o creștere cu 10% în concentrația purtătorilor majoritari:

$$10^{-2} \left(\frac{p'}{p_0} \right) = 0,1$$

sau

$$\left(\frac{p'}{p_0} \right) = 10^3.$$

O creștere cu 10% în concentrația purtătorilor majoritari corespunde unei creșteri procentuale în concentrația purtătorilor minoritari de

$$\frac{p - p_0}{p_0} = 100 \frac{p'}{p_0} = 10^5 \%$$

Întrucât concentrațiile de echilibru sînt puternic dezechilibrate, și, întrucît electronii și golurile în exces sînt adăugate în număr egal, concentrațiile excedentare care provoacă schimbări importante în concentrațiile de purtători minoritari pot avea un efect neglijabil asupra concentrației de purtători majoritari.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.14

(a) Totalitatea sarcinii excedentare de goluri din V este $Q_h = q \int_V p' dV$. Întrucît viteza

locală de recombinare este p'/τ , viteza cu care golurile se anihilează prin recombinare în unitatea de timp în V este:

$$q \int_V \frac{p'}{\tau} dV = \frac{Q_h}{\tau}, \text{ deoarece } \tau \text{ este o constantă, } Q_h \text{ trebuie să varieze în timp ca ur-}$$

mare a recombinării. De fapt, $-dQ/dt$ trebuie să fie egală cu viteza, (în unitatea de timp), cu care golurile dispar, întrucît golurile dispar numai prin recombinare și nici unul nu intră sau iese din V . În acest caz,

$$\frac{dQ_h}{dt} = \frac{Q_h}{\tau} \text{ sau } \frac{dQ_h}{dt} + \frac{Q_h}{\tau} = 0.$$

(b) Această lege de conservare este o ecuație diferențială liniară și omogenă de ordinul întâi. Modul caracteristic este deci o exponențială, și frecvența naturală este $-1/\tau$. Prin urmare

$$Q_h(t) = Q_h(0) e^{-t/\tau}.$$

Timpul de viață τ este *constanța de timp*, care descrie recombinarea purtătorilor excedentari, atunci cînd nu există curgere de purtători către sau dintr-o regiune.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.15

(a) Această situație diferă de aceea din problema P.2.14 a numai prin faptul că Q_h variază din două motive.

- 1) recombinarea;
 - 2) golurile intră din afară, cu o viteză I_h .
- În acest caz, conservarea sarcinii pozitive implică:

$$\frac{dQ_h}{dt} = -\frac{Q_h}{\tau} + I_h \text{ sau } \frac{dQ_h}{dt} + \frac{Q_h}{\tau} = I_h.$$

(b) Această ecuație arată că golurile care intră în V (cu o viteză I_h) au două acțiuni:

- 1) măresc rezerva de goluri: dQ_h/dt ;
- 2) se recombină: Q_h/τ .

(c) Dacă Q_e reprezintă rezerva de electroni, și dacă I_e este curentul electric asociat cu fluxul de electroni, și care are o direcție de referință îndreptată către V , atunci un curent negativ I_e corespunde unor electroni ce intră în V și măresc pe $|Q_e|$ sau descresc pe Q_e . În acest caz

$$(-I_e) = -\left(\frac{dQ_e}{dt} + \frac{Q_e}{\tau}\right) \text{ sau } I_e = \frac{dQ_e}{dt} + \frac{Q_e}{\tau}.$$

Termenul din stînga este $(-I_e)$, deoarece I_e pozitiv reprezintă o sarcină pozitivă care intră în V , sau o sarcină negativă (electroni) care iese din V .

(d) În V , propriu-zis nu există sarcină; golurile excedentare neutralizează electronii excedentari. Prin urmare, curentul total (goluri plus electroni) ce intră în V trebuie să se anuleze:

$$I_e + I_h = 0 \text{ sau } I_e = -I_h.$$

Rezultatul obținut la punctul (c) poate fi scris

$$-I_h = \frac{dQ_e}{dt} + \frac{Q_e}{\tau}, \text{ dar } Q_e = -Q_h$$

deoarece $n' = p'$. În acest caz:

$$-I_h = -\left(\frac{dQ_h}{dt} + \frac{Q_h}{\tau}\right) \text{ sau } I_h = \frac{dQ_h}{dt} + \frac{Q_h}{\tau}.$$

ceea ce arată că cele două legi de conservare sînt echivalente.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.17

(a)

$$\sigma = q(\mu_n p + \mu_p n) = q_{Li} (\mu_n + \mu_p) = 1,9 \cdot 10^{-3} (\Omega \text{ cm})^{-1}$$

pentru material intrinsec.

Într-un eșantion omogen și dreptunghiular, $I = JA$ și $\mathcal{E} = V/l$ unde I este curentul total, J densitatea de curent, A suprafața secțiunii transversale, \mathcal{E} câmpul electric, iar V este tensiunea aplicată la bornele terminale, separate de distanța l .

Aceste ecuații pot fi combinate cu ecuația (2.17) în felul următor:

$$I = JA = (\sigma \mathcal{E}) A = \sigma \left(\frac{V}{l} \right) A$$

de unde rezultă că rezistența oricărui eșantion dreptunghiular are valoarea $R = \frac{V}{I} = \frac{l}{\sigma A}$.

Pentru problema de față, $R = \frac{l}{\sigma(wh)} = 5,2 \text{ k}\Omega$.

(b) Pentru o bară de tip n ,

$$\sigma = q\mu_n n$$

$$R = \frac{l}{\sigma wh} = \frac{l}{q\mu_n n wh}$$

Deci,

$$n = \frac{l}{q\mu_n R wh} = 1,5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

Intrucât eșantionul este extrinsec, $n \approx N_d$, astfel încât $N_d = 15 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.18

Fosforul este o impuritate de tip donor; materialul este deci de tip n

(a)

$$n_0 = N_d + n_i^2/N_d = 1,04 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3};$$

$$p_0 = n_i^2/N_d = \frac{4 \cdot 10^{34}}{1 \cdot 10^{16}} = 4 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3},$$

Raportul concentrațiilor este 25 : 1. În acest caz, rămân valabile aproximațiile utilizate în calculul lui n_0 și p_0 .

(b)

$$\sigma = q(\mu_n n_0 + \mu_p p_0) =$$

$$= 1,6 \cdot 10^{-12} (800 \cdot 1,04 \cdot 10^{16} + 300 \cdot 4 \cdot 10^{18})$$

$$= 1,86 \cdot 10^{-3} \text{ S/cm.}$$

(c)

$$\text{fracția} = \frac{300 \cdot 4 \cdot 10^{18}}{800 \cdot 1,04 \cdot 10^{16}} \approx 1,4 \%$$

(d) Când temperatura scade la 75 K, n_i se micșorează cu câteva ordine de mărime. În timp ce p_0 scade puternic, n_0 practic nu variază și σ este aproape constant.

Figura 2.9, a arată că $n_i = 2 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ corespunde la $T \approx 375 \text{ K}$; când temperatura crește de la 75 K la 450 K, n_i crește la aproximativ 10^{16} cm^{-3} . În acest caz, $n_0 \approx p_0 - n_i = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, iar conductivitatea crește la

$$\sigma = q(\mu_n + \mu_p) n_i \approx 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ S/cm.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 2.19

(a)

$$\mu_n = \frac{\sigma}{nq} = \frac{10^6}{10^{23} (1,6 \cdot 10^{-19})} = 62 \text{ cm}^2/\text{Vs.}$$

(b)

$$\mathcal{E} = \frac{1 \text{ V}}{10^3 \text{ m}} = 10^{-3} \text{ V/m} = 10^{-4} \text{ V/cm}$$

$$I = J \times A_{ria} = (\sigma \mathcal{E}) \times A_{ria}$$

$$= (10^6) (10^{-3}) \left(\frac{\pi}{4} \cdot 10^{-4} \right)$$

$$= \frac{\pi}{4} \cdot 10^{-1} \text{ A.}$$

$$|v_d| = \mu_n \mathcal{E} = 62 \cdot 10^{-4} = 6,2 \cdot 10^{-3} \text{ cm/s.}$$

(c)

$$\text{Timpu} = \frac{10^6 \text{ cm}}{6,2 \cdot 10^{-3} \text{ cm/s}} = 1,6 \cdot 10^8 \text{ s.}$$

Nu este necesar ca purtătorii de sarcină să străbată întreaga lungime a conductorului, înainte de a atinge regimul staționar. De îndată ce câțiva electroni au fost injectați la unul din capetele conductorului, un număr egal de electroni trebuie să iasă prin capătul celălalt pentru a se obține o stare neutră din punct de vedere electric. Fluxul de sarcini atinge deci regimul staționar într-un timp care nu este direct legat de timpul necesar purtătorilor să se deplaseze dintr-un capăt al conductorului la celălalt.

PROBLEME LA CAP. 3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.2

Pe suprafața iluminată avem :

$$\begin{aligned} p' &= 10^{16} \text{ cm}^{-3} \\ n &= n_0 + p' \approx 1,01 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3} \\ p &= p_0 + p' \approx 10^{16} \text{ cm}^{-3} \end{aligned}$$

De asemenea $D_h = 10 \text{ cm}^2/\text{s}$, $W = 10^{-2} \text{ cm}$.
Pe această suprafață, ecuația (3.7) devine :

$$\frac{dp'}{dx} = -\frac{M}{D_h} \left[\frac{\mu_e n + \mu_h p}{\mu_e n + \mu_h p D_e/D_h} \right] = -\frac{M}{D_h} \left[\frac{1 + \frac{\mu_h p}{\mu_e n}}{1 + \frac{\mu_h p}{\mu_e n} \frac{D_e}{D_h}} \right]$$

Întrucât $\frac{\mu_h}{\mu_e} = \frac{D_h}{D_e} = \frac{1}{3}$ și $\frac{p}{n} = 10^{-2}$, factorul din paranteză are valoarea $\frac{1 + \frac{10^{-2}}{3}}{1 + 10^{-2}} \approx 1$ și aproximația dată de ecuația (3.10) este valabilă.

În mod asemănător, ecuația (3.9) are (la suprafață) expresia :

$$\mathcal{E}_x = M \left(\frac{D_e/D_h - 1}{\mu_e n_0} \right) \left[\frac{n_0/n}{1 + \frac{\mu_h p}{\mu_e n} \frac{D_e}{D_h}} \right]$$

Factorul din paranteză are valoarea

$$\frac{0,99}{1 + 10^{-2}} \approx 1$$

și aproximația dată de ecuația (3.13) este valabilă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.3

(a) Concentrația de electroni excedențari la suprafață, este, prin analogie cu ecuația (3.12) :

$$n'(0) = \frac{MW}{D_e}$$

Concentrația de goluri, imediat sub suprafață, crește cu 1% dînd $n'(0) = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

$$M = \frac{D_e n'(0)}{W} = \frac{50 \cdot 10^{16}}{5 \cdot 10^{-2}} = 10^{19} \text{ perechi/cm}^2\text{s}$$

$$M = 10^{19} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$$

(b)

$$J_s = -J_e = qM = 1,6 \text{ A/cm}^2$$

(c) Fiecare foton produce o pereche de sarcini. În acest caz, fluxul de fotoni este M , și densitatea de putere este

$$1,4 \cdot M = 1,4 \cdot 10^{19} \frac{\text{electron volt}}{\text{scm}^2}$$

În wați, aceasta este

$$1,4 \cdot 10^{19} q = 2,2 \text{ W/cm}^2$$

(d) Prin analogie cu ecuația (3.13), cîmpul electric este

$$\mathcal{E}_x = \frac{M}{\mu_h p_0} \left(1 - \frac{D_h}{D_e} \right) \mu_h = \frac{D_h}{(kT/q)} - \frac{D_e}{(kT/q)} \left(\frac{D_h}{D_e} \right)$$

$$\mathcal{E} = \frac{kT}{q} \frac{M}{D_e p_0} \left(1 - \frac{D_h}{D_e} \right)$$

Diferența de potențial electrostatic corespunzătoare, având în vedere că \mathcal{E}_x este constant, este:

$$\begin{aligned}\Delta\psi = \mathcal{E}_x W &= \frac{kT}{q} \frac{MW}{D_e p_0} \frac{1 - \frac{D_h}{D_e}}{\frac{D_h}{D_e}} \quad D_h = \frac{1}{2} \\ &= \frac{kT}{q} \frac{MW}{D_e p_0} \\ &= \frac{kT}{q} \frac{n'(0)}{p_0} = 0,25 \text{ mV.} \quad \Delta\psi = 0,25 \text{ mV.}\end{aligned}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.4

$$(a) J_h = qM \quad M = \frac{50 \cdot 10^{-3} \text{ A/cm}^2}{1,6 \times 10^{-19} \text{ C}} = 3,1 \times 10^{17} \text{ perechi/cm}^2 \text{ s.}$$

Densitatea atomică este aproximativ 10^{23} cm^{-3} . Densitatea superficială de atomi în această peliculă este aproximativ $10^{23} \cdot 10^{-5} = 10^{18} \text{ cm}^{-2}$.

Fiecare atom participă la patru legături covalente. Prin urmare, numărul de legături covalente în această peliculă este aproximativ $4 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-2}$.

În fiecare secundă se desface aproximativ o legătură din zece.

$$(b) p'(0) = \frac{MW}{D_h} \approx 1,5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}.$$

$$(c) \frac{1,5 \times 10^{16}}{10^{16}} \cdot 100 = 1,5\% \text{ schimbarea în concentrația de purtători majoritari}$$

$$p_0 = \frac{n_i^2}{n_0} = \frac{10^{20}}{10^{16}} = 10^4.$$

Concentrația de purtători minoritari crește de $1,5 \cdot 10^{10}$ ori în imediata apropiere a suprafeței.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.5

(a) Concentrația excidentară trebuie să se anuleze la $x = a$ și $x = a + W$ (limitile regiunilor de recombinare intensă). Pentru $a < x < a + W$, $p'(x)$ trebuie să aibă un gradient

constant, deoarece $\tau \rightarrow \infty$. Concentrația excidentară va atinge valoarea maximă la x_1 , acolo unde are loc generarea.

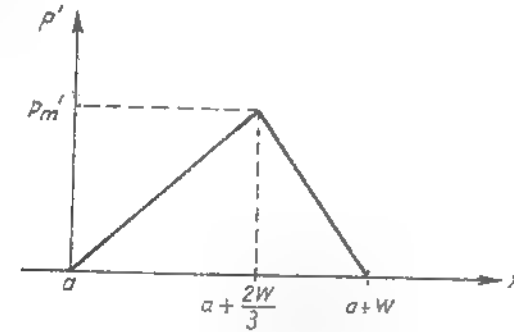


Fig. P.3.5.1.

Evident, curentul de goluri generat optic se divide; prin $a + W$ trece de două ori mai mult curent decât prin a .

$$M = D_h \left[\frac{p'_m}{W/3} + \frac{p'_m}{2W/3} \right] = \frac{9D_h p'_m}{2W},$$

unde D_h este coeficientul de difuzie a purtătorilor minoritari. Expresia lui p'_m în funcție de M , este:

$$p'_m = \frac{2WM}{9D_h}.$$

(b) Concentrațiile totale de purtători sînt:

$$p = p_0 + p'$$

$$n = n_0 + p'.$$

Prin urmare, ele au aceeași formă ca p' de la punctul (a) cu excepția faptului că sînt deplasate pe ordonată cu p_0 și n_0 .

(c) Curentul total este nul peste tot, deci $J_x = -J_h$ și deci, densitatea J_h este total difuzivă

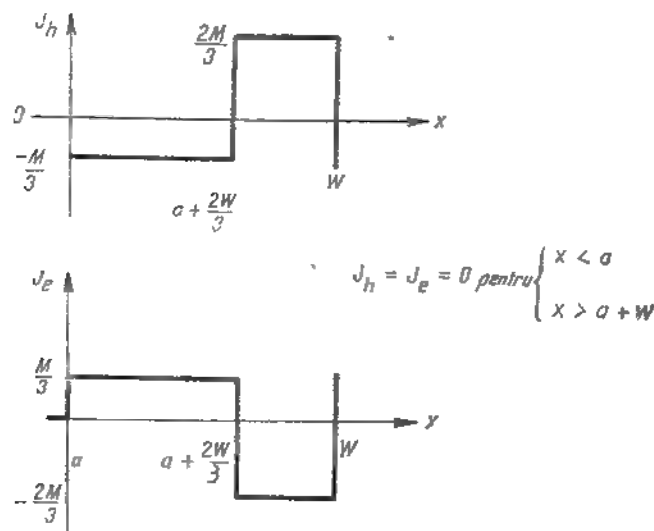


Fig. P. 3.5.2

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.6

Diferența dintre vitezele de intrare și de ieșire ale electronilor -- pentru elementul de volum -- este

$$-\frac{1}{q}(J_{ei} - J_{eo}).$$

Semnul minus apare datorită sarcinii *negative* a electronilor. Această viteză trebuie să egaleze viteza de recombinare:

$$-\frac{1}{q}(J_{ei} - J_{eo}) = \frac{n'}{\tau} \Delta x \quad (n' \approx p')$$

iar la limită, când $\Delta x \rightarrow 0$

$$\frac{1}{q} \frac{dJ_e}{dx} = \frac{n'}{\tau}$$

ceea ce reprezintă legea de conservare cerută.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.7

Soluția generală pentru concentrația purtătorilor excedențari este:

$$p'(x) = C_1 e^{-x/L_h} + C_2 e^{+x/L_h} \quad 0 < x < W.$$

(a) Condiția limită la $x = 0$ constă în faptul că densitatea de curent de goluri de difuzie trebuie să fie egală cu viteza de generare a golurilor qM . În general, J_h este:

$$J_h = -qD_h \frac{dp'}{dx} \\ = + \frac{qD_h C_1}{L_h} e^{-x/L_h} - \frac{qD_h C_2}{L_h} e^{+x/L_h} \quad 0 < x < W.$$

În acest caz, la $x = 0$ trebuie să avem

$$qM = q \frac{D_h}{L_h} (C_1 - C_2).$$

(b) Concentrația excedențară trebuie să se anuleze la $x = W$ deoarece acolo $\tau \rightarrow 0$. Deci

$$C_1 e^{-W/L_h} + C_2 e^{W/L_h} = 0.$$

(c) Rezolvînd relațiile condiției limită pentru C_1 și C_2 obținem

$$C_1 = M \frac{L_h}{D_h} \frac{e^{W/L_h}}{e^{W/L_h} + e^{-W/L_h}} \\ C_2 = -M \frac{L_h}{D_h} \frac{e^{-W/L_h}}{e^{W/L_h} + e^{-W/L_h}}.$$

În acest caz $p'(x)$ este

$$p'(x) = M \frac{L_h}{D_h} \frac{e^{(W-x)/L_h} e^{-(W-x)/L_h}}{e^{W/L_h} + e^{-W/L_h}}.$$

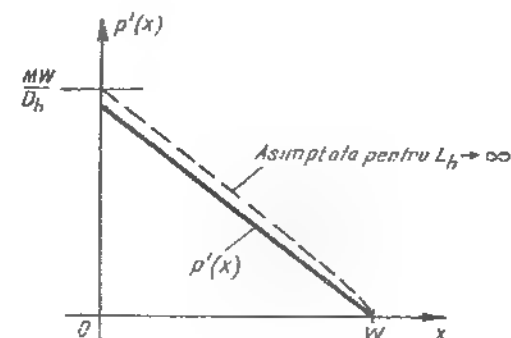


Fig. P. 3.7.

sau, echivalent :

$$p'(x) = M \frac{L_h}{D_h} \frac{\text{sh}(W-x)/L_h}{\text{ch} W/L_h}$$

Această relație are reprezentarea grafică din figura P.3.7.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.8

(a) Evident, $p'(x)$ trebuie să tindă spre zero, pe măsură ce x devine foarte mare. Conform ecuației (3.23), aceasta implică $C_3 = 0$.

(b) Avem (pentru $x > W$) $p'(x) = C_4 e^{-x/L_h}$.

Atunci

$$J_h = \frac{qD_h}{L_h} C_4 e^{-x/L_h}$$

sau

$$J_h(W) = \frac{qD_h}{L_h} p'(W).$$

(c) Dacă τ_2 devine foarte mic, $L_h \rightarrow 0$. În acest caz, pentru ca $J_h(W)$ să rămână finită trebuie să avem $p'(W) \rightarrow 0$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 3.9

(a) În regiunea I :

$$p'(x) = C_{11} e^{-x/L_{h1}} + C_{21} e^{+x/L_{h1}}$$

unde

$$L_{h1} = \sqrt{D_h \tau_1}.$$

În regiunea 2 : $p'(x) = C_{12} e^{-x/L_{h2}} + C_{22} e^{+x/L_{h2}}$

unde $L_{h2} = \sqrt{D_h \tau_2}$.

(b) Cele patru constante sînt determinate de patru condiții limită :

1) La $x = 0$ $qM = -qD_h \frac{dp'}{dx}$ sau :

$$M = \frac{D_h}{L_{h1}} (C_{11} - C_{21}).$$

2) Cînd $x \rightarrow \infty$, $p'(x) \rightarrow 0$. Deci

$$C_{22} = 0.$$

3) La $x = W$, $p'(x)$ este continuu. Deci

$$C_{11} e^{-W/L_{h1}} + C_{21} e^{+W/L_{h1}} = C_{12} e^{-W/L_{h2}} + C_{22} e^{+W/L_{h2}}.$$

4) La $x = W$, densitatea de curent $J_h(x)$ este continuă, ceea ce implică ca și derivate dp'/dx să fie continuă. Deci

$$\frac{C_{11}}{L_{h1}} e^{-W/L_{h1}} + \frac{C_{21}}{L_{h1}} e^{+W/L_{h1}} = -\frac{C_{12}}{L_{h2}} e^{-W/L_{h2}} + \frac{C_{22}}{L_{h2}} e^{+W/L_{h2}}$$

iar acest ansamblu de patru ecuații poate fi rezolvat pentru C_{11} , C_{21} , C_{12} și C_{22} ($= 0$).

PROBLEME LA CAP. 4

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.1

(a) Distribuția sarcinii spațiale are forma din figura P.4.1.1.

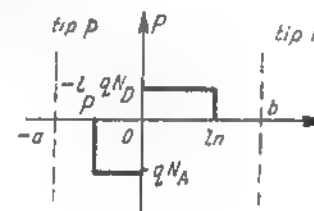


Fig. P. 4.1.1.

Să considerăm mai întâi regiunea $-l_p < x < 0$. Legea Gauss implică :

$$E_x(x) = \frac{1}{\epsilon} \int_{-l_p}^x (-qN_D) dx = -\frac{qN_D}{\epsilon} (x + l_p).$$

În regiunea $0 < x < l_p$ avem, notînd cu $-\mathcal{E}_0$ cîmpul la $x = 0$,

$$x(x) = -\mathcal{E}_0 + \frac{1}{\varepsilon} \int_{-l_p}^x qN_D dx = -\mathcal{E}_0 + \frac{qN_D}{\varepsilon} x.$$

Acest cîmp are forma din figura P.4.1.2. Variația este liniară deoarece distribuția sarcinii este dreptunghiulară.

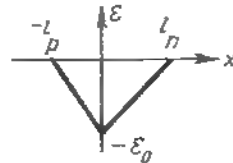


Fig. P. 4.1.2.

Se observă că: $\frac{qN_D l_n}{\varepsilon} = \mathcal{E}_0$, sau $N_A l_p = N_D l_n$.

(b) În regiunea $-l_p < x < 0$, potențialul este

$$\psi = \psi_p - \int_{-l_p}^x \mathcal{E}_x(x) dx = \psi_p + \frac{qN_A}{\varepsilon} \left(\frac{x^2}{2} + xl_p + \frac{l_p^2}{2} \right)$$

unde ψ_p reprezintă potențialul în regiunea de tip p. În regiunea $0 < x < l_n$ potențialul este

$$\psi = \psi_n + \int_x^{l_n} \mathcal{E}_x(x) dx = \psi_n - \mathcal{E}_0 (l_n - x) + \frac{qN_D}{\varepsilon} \left(\frac{l_n^2}{2} - \frac{x^2}{2} \right).$$

$$\psi = \psi_n - \mathcal{E}_0(l_n - x) + \frac{qN_D}{2\varepsilon} (l_n^2 - x^2).$$

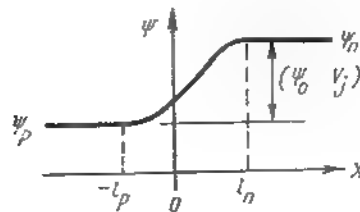


Fig. P.4.1.3.

Distribuția de potențial, care este integrala negativă a distribuției cîmpului, are forma din figura P.4.1.3.

(c) Valoarea de vîrf a cîmpului electric \mathcal{E}_0 este:

$$\mathcal{E}_0 = \frac{qN_A l_p}{\varepsilon} = \frac{qN_D l_n}{\varepsilon}.$$

Întrucît potențialul este continuu la $x = 0$ avem

$$\psi_p + \frac{qN_A l_p^2}{2\varepsilon} = \psi_n - \frac{qN_D l_n^2}{2\varepsilon}.$$

Înălțimea totală a barierei este $\psi_n - \psi_p = \psi_0$, ceea ce reprezintă potențialul de contact. Deci

$$\psi_0 = \frac{q}{2} (N_A l_p^2 + N_D l_n^2).$$

Acum avem de rezolvat sistemul

$$N_A l_p = N_D l_n$$

$$\mathcal{E}_0 = \frac{qN_A l_p}{\varepsilon}$$

pentru l_p , l_n , \mathcal{E}_0 în funcție de ψ_0 ,

$$\psi_0 = \frac{q}{2} (N_A l_p^2 + N_D l_n^2).$$

Rezultatele sînt

$$l = l_n + l_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\psi_0}{q} \left(\frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \right)^{1/2}}$$

$$\mathcal{E}_0 = \sqrt{\frac{2q\psi_0}{\varepsilon} \left(\frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \right)^{1/2}}.$$

Cu toate că analiza de mai sus corespunde stării de echilibru, ea poate fi extinsă pentru situațiile de dezechilibru, înlocuind pe ψ_0 cu $\psi_0 - V_j$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.2

(a) Din ecuația (4.5 a) rezultă

$$\psi_0 = -\frac{kT}{q} \ln \frac{p_{n0}}{p_{p0}}$$

dar

$$\frac{p_{n0}}{p_{p0}} = \frac{n_i^2}{n_{n0} p_{p0}} = \frac{1}{2 \cdot 10^{18}}$$

și

$$\frac{kT}{q} = 25 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

astfel

$$\psi_0 = 0,71 \text{ V}$$

(de notat că $\ln x = \ln 10 (\log_{10} x) = 2,31 \log_{10} x$).

(b) Din problema P.4.1 avem

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon(\psi_0 - V_j)}{qN_A}} \left(\frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \right)^{1/2} \quad \mathcal{E}_0 = \sqrt{\frac{2q(\psi_0 - V_j)}{\varepsilon}} \left(\frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \right)^{1/2}.$$

De observat de asemenea, că $N_A \ll N_D$ în această problemă, deci $N_A N_D / (N_A + N_D) = N_A$.
Prin urmare:

$$l = \sqrt{\frac{2(\psi_0 - V_j)}{qN_A}} \approx \sqrt{13 \cdot 10^{-8} (\psi_0 - V_j)} = \begin{cases} 9,7 \cdot 10^{-3} \text{ cm dacă } V_j = 0 \\ 3,6 \cdot 10^{-3} \text{ cm dacă } V_j = -10 \text{ V} \end{cases}$$

$$\mathcal{E}_0 = \sqrt{\frac{2qN_A(\psi_0 - V_j)}{\varepsilon}} \approx \sqrt{3 \cdot 10^4 (\psi_0 - V_j)} = \begin{cases} 1,5 \cdot 10^4 \text{ V/cm dacă } V_j = 0 \\ 5,5 \cdot 10^4 \text{ V/cm dacă } V_j = -10 \text{ V} \end{cases}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.5

Conform problemei P.4.1, câmpul electric pe partea de tip n a joncțiunii este:

$$\mathcal{E}(x) = \mathcal{E}_0 \left(-1 + \frac{x}{l_n} \right) \text{ pentru } 0 \leq x \leq l_n.$$

Curentul de conducție

Se va integra ecuația (3.33 a) (pagina 130 din text) pentru a obține

$$\psi(l_n) - \psi(x) = -\frac{kT}{q} \ln \frac{p(l_n)}{p(x)}.$$

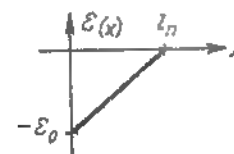


Fig. 4.5.1.

Rezolvând pentru $p(x)$ se obține

$$p(x) = p(l_n) \exp \left[\frac{q}{kT} \{ \psi(l_n) - \psi(x) \} \right]$$

$\psi(0) - \psi(l_n)$ = suprafața cuprinsă între curba de mai sus = $-\frac{1}{2} \mathcal{E}_0 l_n$ și $p(l_n) = p_{n0}$, astfel încât

$$p(0) = p_{n0} \exp \left[\frac{q \mathcal{E}_0 l_n}{2kT} \right].$$

Deci

$$J_h(0) \Big|_{\text{conducție}} = q \mu_n \mathcal{E}_0 p_{n0} \exp \left[\frac{q \mathcal{E}_0 l_n}{2kT} \right]$$

Curentul de difuzie

Pentru a calcula curentul de difuzie trebuie cunoscut:

$$\frac{dp(x)}{dx} \text{ la } x = 0.$$

Derivând expresia obținută mai sus pentru $p(x)$ obținem :

$$J_n(0) \Big|_{\text{Difuzie}} = -qD_n \frac{dp(x)}{dx} \Big|_{x=0} = -qD_n p(l_n) \frac{q}{kT} \frac{d\psi}{dx} \Big|_{x=0} \exp \left\{ \frac{q}{kT} [\psi(l_n) - \psi(0)] \right\} \\ = q\mu_n p_{n0} \varepsilon_0 \exp \frac{q\varepsilon_0 l_n}{2kT}.$$

De observat că $J_h(0) \Big|_{\text{Conducție}} = -J_h(0) \Big|_{\text{Difuzie}}$ așa cum cere condiția de echilibru.

Expresiile pentru $J_h(0) \Big|_{\text{Conducție}}$ și $J_h(0) \Big|_{\text{Difuzie}}$ pot fi scrise utilizând relația $np = n_i^2$:

$$J_h(0) \Big|_{\text{Conducție}} = \frac{q\mu_h n_i^2 \varepsilon_0}{N_D} \exp \left[\frac{\varepsilon_0 l_n}{2} \frac{kT}{q} \right].$$

Pentru necesitățile calculului eliminăm pe l_n din expresie, utilizând ecuația

$$\varepsilon_0 = \frac{q}{\varepsilon} N_D l_n.$$

Obținem

$$\varepsilon_0 l_n = \frac{\varepsilon \varepsilon_0^2}{q N_D}.$$

Deci

$$J_h(0) \Big|_{\text{Difuzie}} = \frac{q\mu_h n_i^2 \varepsilon_0}{N_D} \exp \left[\frac{\varepsilon_0^2 \varepsilon}{2q N_D \frac{kT}{q}} \right].$$

(De observat : $\varepsilon \approx 10^{-12} \text{ F/cm}$ și $\mu_h = 2 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Vs}$ pentru germaniu, la temperatura camerei).

Din problema P.4.1 (folosind $N_A = N_D$)

$$\psi_0 = -\frac{kT}{q} \ln \frac{n_i^2}{N_A^2} = 0,35 \text{ V}$$

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\frac{q\psi_0 N_A}{\varepsilon}} = 2 \cdot 10^{14} \text{ V/cm}$$

$$J_h(0) \Big|_{\text{Conducție}} = 25,6 \text{ A/cm}^2.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.6

Distribuția sarcinii spațiale are forma din fig. P.4.6.1.

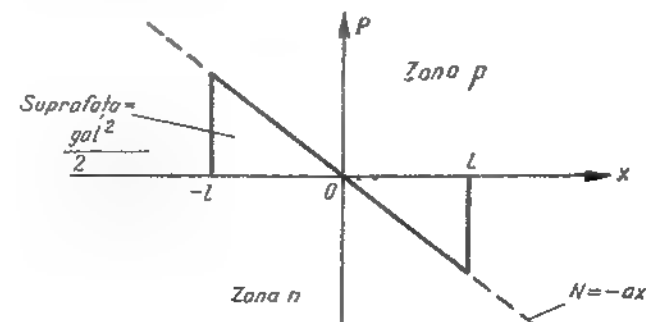


Fig. P. 4.6.1.

Cîmpul fiind integrala distribuției sarcinii spațiale, are forma din fig. P.4.6.2.

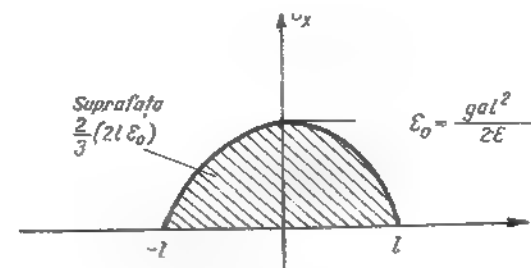


Fig. P. 4.6.2.

Cîmpul este deci $E_x(x) = \frac{qa}{2\varepsilon} (l^2 - x^2)$, $-l < x < l$

Potențialul este integrala negativă a cîmpului (fig. P.4.6.3). În acest caz avem

$$l = \sqrt{\frac{3\varepsilon(\psi_0 - V_j)}{2qa}}.$$

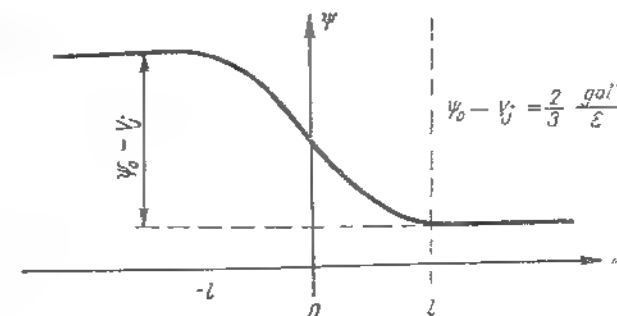


Fig. P. 4.6.3.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.7

(a)

$$p_{p0} = N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_{p0} = \frac{n_i^2}{p_{p0}} = \frac{n_i^2}{N_A} = \frac{4 \cdot 10^{20}}{10^{18}} = 4 \cdot 10^2.$$

De observat că n_{p0} este aproape de 10 ori mai mic decât p_{p0} :

$$n_{n0} = N_D = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

$$p_{n0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{4 \cdot 10^{20}}{10^{18}} = 4 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}.$$

Dispersia aci este de aproape patru ordine de mărime.

(b) Potențialul de contact este diferența de potențial necesară pentru ca componentele curentului (de goluri și de electroni) să fie egale cu zero la echilibru:

$$\psi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_{n0}}{n_{p0}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{p0}}{p_{n0}}$$

$$\frac{n_{n0}}{n_{p0}} = \frac{10^{18}}{4 \cdot 10^2} = 2,5 \cdot 10^7 \quad \frac{kT}{q} = 25 \text{ mV la } 300^\circ\text{C}$$

$$\ln \frac{n_{n0}}{n_{p0}} = 17,1 \quad \psi_0 = 0,43 \text{ V.}$$

(c)

$$I_0 = \frac{qAD_h p_{n0}}{W} = 256 \cdot 10^{-9} \text{ A} = 256 \text{ nA.}$$

(d) $p_n(0) = 0,1 n_{n0} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ deci, $p_n(0)_{\max} = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

(e) Se va calcula tensiunea pentru care $p_n(0) = 0,1 n_{n0}$.

$$p_n(0) = p_{n0} e^{qV/kT} \text{ sau } V = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_n(0)}{p_{n0}}.$$

Fie

$$p_n(0) = 0,1 n_{n0} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$$

$$p_{n0} = 4 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$$

$$V = \frac{kT}{q} \ln 2,5 \cdot 10^4 = 0,25 \text{ V}$$

$$I = \frac{qAD_h p'_n(0)}{W} = \frac{p'_n(0)}{p_{n0}} I_0 = 6,4 \text{ mA.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.8

Concentrația de purtători minoritari în exces (goluri) la marginea stratului de sarcină spațială este, în cazul unei polarizări inverse:

$$p'_n(0) = p_{n0}(e^{qV/kT} - 1) = -p_{n0}.$$

Distribuțiile de purtători sînt, evident liniare și au forma din figura P.4.8.1.

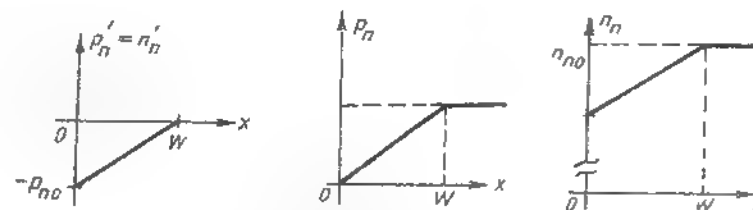


Fig. P. 4.8.1.

Curentul de difuzie de goluri asociat cu distribuția de purtători excedențari este îndreptat către joncțiune. Aceste goluri sînt generate termic la marginea regiunii de recombinare intensă (și deci de generare intensă), se îndreaptă spre SCL și sînt împinse în josul barierii de potențial spre regiunea de tip p. Numărul egal de electroni generați la $x = W$, se îndreaptă spre terminal, la marginea regiunii de recombinare intensă. Curenții au deci forma din fig. P.4.8.2.

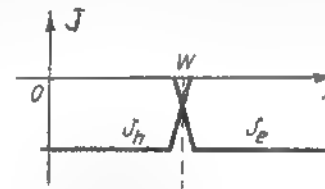


Fig. P. 4.8.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.9

(a) Concentrația purtătorilor excedențari în regiunea bazei este

$$p'_n(x) = p'_n(0) \left[1 - \frac{x}{W} \right].$$

Densitatea curentului electronic de purtători majoritari este

$$J_{ex} = q \left(\mu_n n_n \mathcal{E}_x + D_n \frac{dn_n}{dx} \right).$$

Întrucât $n_n \approx n_0$ și $dn_n/dx = dp'_n/dx$, avem

$$J_{ex} = q \left[\mu_n n_{n0} \mathcal{E}_x - \frac{D_n p'_n(0)}{W} \right].$$

Condiția ca $J_{ex} \approx 0$ conduce la

$$\mathcal{E}_x = \frac{D_n}{e} \frac{p'_n(0)}{n_{n0}} \frac{1}{W} \text{ utilizând relația lui Einstein:}$$

$$\mathcal{E}_x = \frac{kT}{q} \frac{p'_n(0)}{n_{n0}} \frac{1}{W}.$$

(b) Raportul dintre componenta de conducție a curentului de purtători minoritari și componenta de difuzie corespunzătoare are expresia

$$\frac{(J_{hx})_{\text{conducție}}}{(J_{hx})_{\text{difuzie}}} = \frac{\mu_h p_n \mathcal{E}_x}{\frac{D_h}{W} p'_n(0)} = \frac{\mu_h p_n kT}{D_h n_{n0} q} = \frac{p_n}{n_{n0}}.$$

Acest raport este, evident, foarte mic dacă nivelul de injecție este scăzut, de exemplu dacă $p_n \ll n_{n0}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.10

În paragraful 4.1 se analizează numai curenții de conducție, adică $\vec{J} = \sigma \vec{\mathcal{E}}$ unde σ este conductivitatea. Într-un semiconductor se găsesc însă de asemenea curenți de difuzie. Prin urmare, J poate fi scris

$$\begin{aligned} \vec{J} &= \vec{J}_A + \vec{J}_D \\ &= \sigma \vec{\mathcal{E}} + q(D_n \nabla_n - D_p \nabla_p). \end{aligned}$$

În stratul de sarcină spațială la echilibru, \vec{J} este identic cu zero nu pentru că $\mathcal{E} = 0$, ci din cauză că componentele de conducție și de difuzie se compensează. Prin urmare, în regim staționar, sarcina spațială continuă să existe, chiar în prezența unui cîmp electric intens.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.11

Fie P_{Dis} = numărul total de goluri ce „dispar” în bază în unitatea de timp, P_{Total} = numărul de goluri injectat în bază în unitatea de timp,

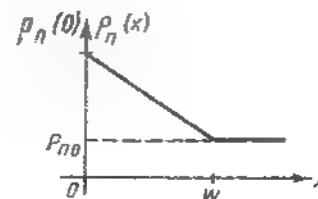


Fig. P.4.11.1

$$p'_n(x) = (p_n(0) - p_{n0}) \left(1 - \frac{x}{W} \right)$$

$$P_{Dis} = A \int_0^W \frac{p'_n(x)}{\tau_1} dx = \frac{A [p_n(0) - p_{n0}]}{\tau_1} \int_0^W \left(1 - \frac{x}{W} \right) dx = \frac{A W [p_n(0) - p_{n0}]}{2\tau_1}.$$

Se utilizează ecuația de difuzie pentru a se obține:

$$P_{Total} = \frac{I}{q} = D_h A \frac{[p_n(0) - p_{n0}]}{W}.$$

De observat că raportul dintre P_{Dis} și P_{Total} :

$$\frac{P_{Dis}}{P_{Total}} = \frac{W^2}{2D_h \tau_1}$$

este independent de concentrația actuală de purtători. Pentru problema de față, este necesar ca

$$P_{Dis} \leq 0.05 P_{Total}.$$

Condiția este satisfăcută cînd

$$\frac{W^2}{2D_h \tau_1} \leq 0.05 \text{ sau cînd } \tau_1 \geq \frac{W^2}{0.1 D_h} = 1.5 \mu s.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI 4.12

Atât curentul cât și concentrația de purtători excedențari trebuie să se anuleze pentru valori mari ale lui x . În acest caz soluția trebuie să aibă forma:

(a) Curba este trasată în fig. P.4.12.1

(b) Curba este trasată în fig. P.4.12.2

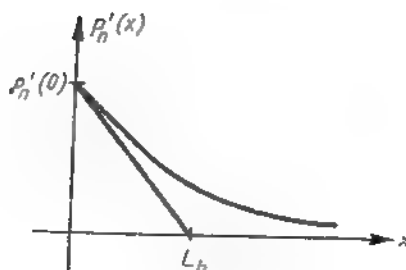


Fig. P.4.12.1

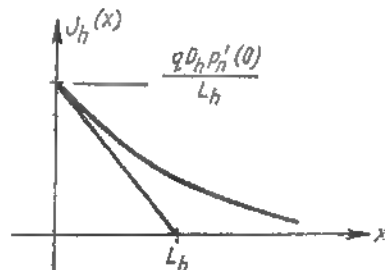


Fig. P.4.12.2

(c) Curentul în joncțiune este

$$I = A J_h(0) = q A D_h p'_n(0) L_h$$

$$I = \underbrace{q A D_h p_{no}}_{I_s} (e^{qV_j/kT} - 1).$$

(d) Densitatea curentului de purtători majoritari se determină din condiția ca curentul total să fie zero (fig. P.4.12.3).

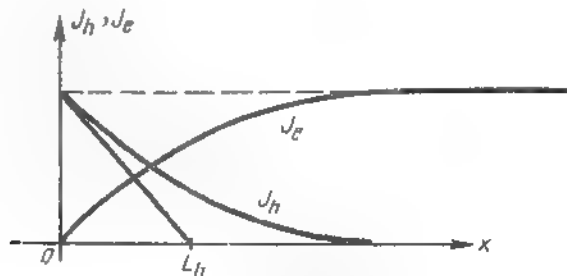


Fig. P.4.12.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.16

$$(a) \quad \left(\frac{d\psi}{dx} \right)_f = - \frac{kT}{q} a + \frac{V_j}{T} =$$

$$= -4,50 + 2,34 = -2,16 \text{ mV/K.}$$

$a = 0,18$ pentru siliciu, la temperatura camerei;

$$(b) \quad \Delta T = 53 \text{ K, } \Delta V = -2,16 \cdot 53 = -115 \text{ mV.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.17

Sarcina înmagazinată pe unitatea de suprafață în oricare din jumătățile stratului dipolului, este

$$Q = \frac{qa^3}{2}$$

$$= \frac{qa}{2} \left(\frac{3\epsilon}{2qa} \right)^{2/3} (\psi_0 - V_j)^{-2/3}.$$

Prin urmare, capacitatea joncțiunii (pe unitatea de suprafață) este

$$C_j = - \frac{dQ}{dV_j} = \frac{2}{3} \frac{qa}{2} \left(\frac{3\epsilon}{2qa} \right)^{2/3} (\psi_0 - V_j)^{-1/3}$$

Jumătate din grosimea stratului de sarcină este conform problemei P.4.6.:

$$l = \left(\frac{3\epsilon}{2qa} \right)^{1/3} (\psi_0 - V_j)^{-1/3}.$$

Prin urmare, C_j se poate scrie

$$C_j = \frac{2}{3} \frac{qa}{2} \frac{3\epsilon}{2qa} \left(\frac{3\epsilon}{2qa} \right)^{1/3} (\psi_0 - V_j)^{-1/3}$$

sau $C_j = \frac{\epsilon}{2l}$, ceea ce este în concordanță cu ecuația (4.39), pentru unitatea de suprafață. De observat că $2l$ este lățimea totală a stratului de sarcină spațială.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.18

Potențialul de contact este

$$\psi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = \frac{kT}{q} \ln 10^{14} = 2,3 \frac{kT}{q} \cdot 14 = 0,8 \text{ V.}$$

Din ecuația (4.38)

$$l = \left[\frac{2\epsilon}{q} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \right]^{1/2} (\psi_0 - V_j)^{1/2} = 3,5 \cdot 10^{-5} (\psi_0 - V_j)^{1/2} \text{ cm.}$$

(a) Pentru $V_j = 0$ $l = 3,5 \cdot 10^{-5} \cdot (0,8)^{1/2} = 3,1 \cdot 10^{-5} \text{ cm.}$

Capacitatea pe unitatea de suprafață este $C_j = \frac{\epsilon}{l}$;

$$C_j = \frac{10^{-12}}{3,1 \cdot 10^{-5}} = 3,2 \cdot 10^4 \text{ pF/cm}^2.$$

(b) Pentru $V_j = -20 \text{ V}$ $l = 3,5 \cdot 10^{-5} \cdot (20,8)^{1/2} = 16 \cdot 10^{-5} \text{ cm}$

$$C_j = \frac{10^{-12}}{16 \cdot 10^{-5}} = 6,2 \times 10^3 \text{ pF/cm}^2.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 4.20

$$I = I_s (e^{qV/kT} - 1) - I_{sc}$$

(a) $V_{oc} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_s} + 1 \right) = \frac{kT}{q} \ln (2,5 \cdot 10^4) = 250 \text{ mV.}$

$$V_{oc} = 250 \text{ mV.}$$

(b) $P = -VI = VI_{sc} - VI_s (e^{qV/kT} - 1)$

$$\frac{dP}{dV} = I_{sc} - I_s (e^{qV/kT} - 1) - VI_s \left(\frac{q}{kT} \right) e^{qV/kT} = 0$$

fie

$$qV/kT = u, \quad I_{sc}/I_s = i.$$

Condiția pentru a obține puterea de ieșire maximă este

$$i = e^u - 1 + ue^u \quad \text{sau} \quad i \approx (u+1)e^u.$$

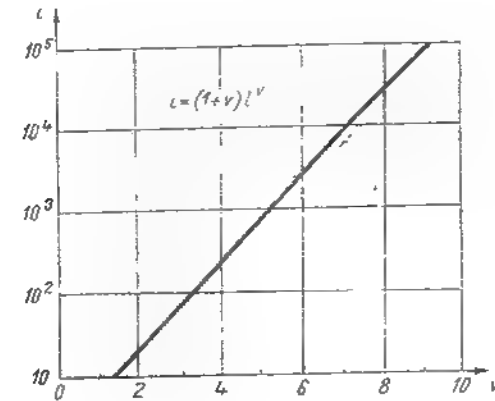


Fig. P. 4.20.

Se va rezolva grafic, cu ajutorul figurii P. 4.20, pentru i dat.

Pentru $i = 2,5 \cdot 10^4 \cdot v = 7,9$ $V = 197 \text{ mV.}$

$$I = -25 + 10^{-3} e^{7,9} = -22,7 \text{ mA.}$$

$$P_{max} = 4,5 \text{ mW.}$$

(c) $R_L = \frac{197}{22,7} = 8,7 \text{ k}\Omega.$

PROBLEME LA CAP. 5

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.1

(b) $\frac{N}{N_s} = \operatorname{erfc} \frac{x}{\sqrt{2Dt}} = \operatorname{erfc}(u).$

Joncțiunea se află la $N = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$

$$N_s = 10^{15} \text{ cm}^{-3},$$

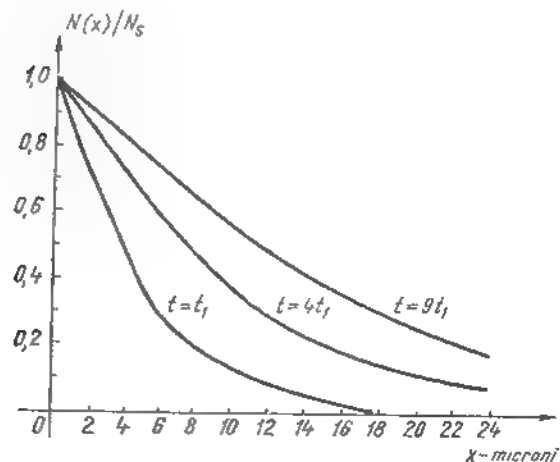


Fig. P. 5.1.

Deci $5 \cdot 10^{-4} = \text{erfc } u$, din fig. 5.15 $u \approx 2,5$

$$2,5 = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{2 \sqrt{5 \cdot 10^{15} T}}$$

$$T = 0,2 \cdot 10^3 \text{ s}$$

$$T = 2 \cdot 10^4 \text{ s} = 5,5 \text{ ore}$$

$$(c) \quad 2,5 = \frac{l}{2 \sqrt{5 \cdot 10^{15} \cdot 5,4 \cdot 10^4}} \quad 15 \cdot 3600 = 5,4 \times 10^{14} \text{ s}$$

$$l = 8,2 \times 10^{-4} \text{ cm}$$

$$l = 8,2 \mu$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.2

$$(b) \quad \frac{N}{M} = \frac{1}{(\pi D t)^{1/2}} e^{-x^2/4Dt}$$

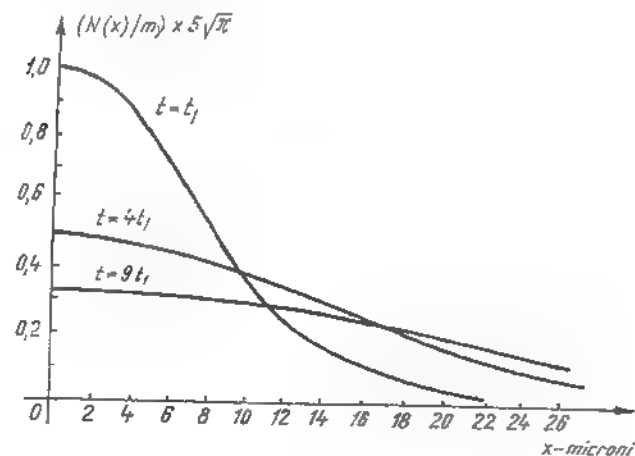


Fig. P. 5.2.

Joncțiunea se află la $N = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ $M = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

$D = 10^{-18} \text{ cm}^2/\text{s}$. Dacă $x = 5 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$, t este dat de

$$0,5 = \frac{1}{(\pi D t)^{1/2}} e^{-\frac{25 \cdot 10^{-6}}{4 D t}}$$

Rezultatul este

$$t \approx 6,2 \cdot 10^3 \text{ s} = 1,7 \text{ ore.}$$

$$(c) \quad 0,5 = \frac{1}{(3,14 \cdot 10^{-18} \cdot 3600)^{1/2}} e^{-\frac{x^2}{4 \cdot 10^{-18} \cdot 3600}}$$

$$0,53 \cdot 10^{-4} = e^{-u^2} \quad u \approx 3,2$$

$$u = \frac{x}{2 \sqrt{D t}} \quad x = 3,2 \cdot 2 \cdot 6 \cdot 10^{-5} = 38,3 \cdot 10^{-5} \text{ cm}$$

$$x = 3,8 \mu\text{m.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.3

$$(a) R = \frac{\rho l}{hW}$$

$$(b) \text{ Dacă } l = h, \text{ rezistența este } R = \frac{\rho}{W} \text{ și este independentă de } l.$$

$$(c) R = 1500 \cdot \frac{20}{2} = 15 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.6

Întrucât joncțiunea acoperă 80 % din material și pătrunde numai pe o mică fracțiune din grosimea sa, este normal să se presupună că rezistența serie este aceea a unui volum de material dreptunghiular cu rezistivitatea de $2 \Omega\text{-cm}$, secțiunea transversală de $0,2 \text{ mm} \times 0,2 \text{ mm}$ și lungimea $0,1 \text{ mm}$:

$$R = \frac{\rho l}{A} = \frac{2 \cdot 10^{-1}}{4 \cdot 10^{-3}} = 5 \Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.7

Căderea de tensiune totală (pe diodă, inclusiv rezistența serie) este:

$$V = R_s I + \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_s} + 1 \right).$$

Se caută curentul pentru care are loc relația

$$R_s I = 0,1 \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_s} + 1 \right)$$

Pentru $kT/q = 25 \text{ mV}$, $R_s = 100 \Omega$, $I_s = 1 \mu\text{A}$, cei doi membri ai ecuației sînt calculați în tabelul de mai jos

I	$R_s I$	I/I_s	$\ln(I/I_s + 1)$	$0,1 \frac{kT}{q} \ln(I/I_s + 1)$
1 mA	100	10^3	6,9	17,2
0,1 mA	10	10^2	4,6	11,6
0,12 mA	12	$1,2 \times 10^2$	4,8	12,0

În acest caz, rezistența serie contribuie cu 10 % la căderea totală de tensiune, la o tensiune totală în sens direct de

$$V = 11 \cdot 12 = 132 \text{ mV}$$

$$(b) \text{ Curentul corespunzător este } 0,12 \text{ mA}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 5.8

(a) Condensatorul are o suprafață de 1,5 ori mai mare decît a oricărei diode. Deci, curentul de saturație și capacitatea proprie trebuie să fie de 1,5 ori mai mare decît aceea ale unei diode, la aceeași polarizare

$$C = 12 \text{ pF};$$

$$I_s = 0,3 \mu\text{A}.$$

(b) Capacitatea parazită dintre canalul rezistiv și insula izolatoare de tip p în care este difuzat canalul, poate fi definită în mod riguros numai atunci cînd prin rezistor nu trece curent, adică este echipotențial. În cazul unei polarizări inverse de 3 V între canal și insulă, capacitatea parazită dintre canal și insulă este

$$C_1 = 8 \cdot \frac{0,02 \text{ mm}^2}{0,01 \text{ mm}^2} = 16 \text{ pF}.$$

Capacitatea dintre insula rezistivă și suport este, pentru o polarizare inversă de 5 V:

$$C_2 = 5 \cdot \frac{0,07 \text{ mm}^2}{0,05 \text{ mm}^2} = 7 \text{ pF}$$

Capacitatea parazită care se cere, dintre canal și suport, rezultă din combinația serie a acestor două

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{7 \cdot 16}{23} = 4,9 \text{ pF}.$$

(c) Terminalul 4 leagă un capăt al canalului rezistiv cu regiunea de tip p a condensatorului. Din cauza acestei interconexiuni nu este posibil să se mențină ambele tensiuni ale joncțiunii la valorile la care s-au făcut măsurările. Să presupunem că tensiunea inversă pe joncțiunea dintre insulă și substrat este de 5 V. Insula capacitivă contribuie la capacitatea suportului cu valoarea

$$C = 5 \cdot \frac{0,02 \text{ mm}^2}{0,05 \text{ mm}^2} = 2 \text{ pF}$$

și aduce un curent de fugă de

$$i = 0,5 \cdot \frac{0,02 \text{ mm}^2}{0,05 \text{ mm}^2} = 0,2 \text{ } \mu\text{A}.$$

Drumul spre suport prin canalul rezistiv și insula sa izolatoare contribuie, de asemenea, cu o capacitate și un curent de fugă. Valorile acestor parametri depind de tensiunile pe celălalt capăt al canalului și pe rezistența izolatoare a insulei. Componenta corespunzătoare a curentului de fugă nu poate fi evaluată fără cunoașterea precisă a acestor tensiuni. Este totuși rezonabil să se atribuie terminalului s o capacitate egală cu jumătate din cea găsită la punctul (b) (presupunând că capacitățile incrementale variază puțin cu tensiunile de polarizare). Deci

$$C_{\text{total}} \approx 2 \text{ pF} + 2,5 \text{ pF} = 4,5 \text{ pF}$$

$$I_{\text{total}} \approx 0,2 \text{ } \mu\text{A}$$

(d) Problemele de evaluare sînt similare cu cele descrise la punctul (c). Se poate aproxima;

$$C \approx 5 \text{ pF} - \frac{4,9 \text{ pF}}{2} \approx 7,5 \text{ pF}$$

$$I \approx 0,5 \text{ } \mu\text{A}.$$

PROBLEME LA CAP. 6

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.2

(a) Circuitul (fig. P.6.2.1) conține două diode, notate (1) și (2), astfel încît trebuie luate în considerare patru stări posibile:

(00), (01), (10), (11).

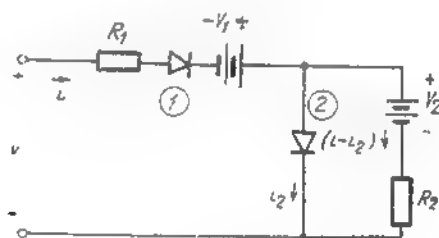


Fig. P.6.2.1.

Vom arăta, mai întâi, că stările (00) și (11) nu pot avea loc niciodată.

Dacă dioda (2) nu conduce, $i_2 = 0$ și

$$V_2 + iR_2 < 0$$

sau

$$i < -\frac{V_2}{R_2}.$$

Prin urmare, dacă V_2 este presupus pozitiv, dioda (2) rămîne blocată numai dacă dioda (1) este în conducție inversă. Întrucît aceasta este imposibil, sîntem obligați să conchidem că dioda (2) rămîne în conducție pentru toate combinațiile posibile dintre v și i .

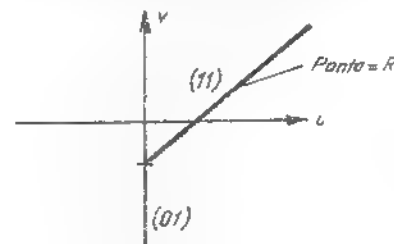


Fig. P. 6.2.2.

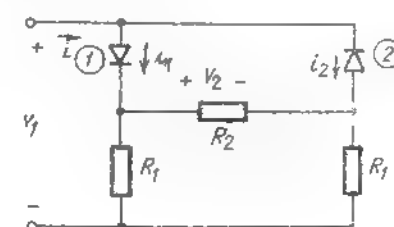


Fig. P. 6.2.3.

Starea (01) reprezintă, desigur, un circuit deschis și are loc atuncî cînd v este mai negativ decît $(-V_2)$, (întrucît pe dioda 2, în conducție, nu apare cădere de tensiune). Atuncî cînd $v > (-V_1)$ circuitul se află în starea (11) (fig. P.6.2.2).

(b) Dacă ambele diode ar conduce (fig. P.6.2.3.), tensiunile la ambele extremități ale lui R_2 ar fi egale și prin rezistență nu ar trece curent. Curenții i_1 și i_2 ar fi amîndoi egali cu V/R_2 , ceea ce este imposibil, întrucît pentru aceasta ar trebui ca una din diode să conducă în sens invers. Prin urmare, circuitul nu se poate găsi niciodată în starea (11).

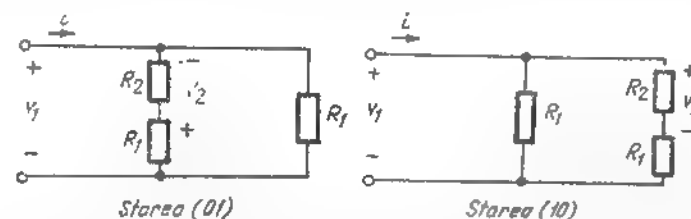


Fig- P. 6.2.4.

În mod similar, ambele diode nu pot fi blocate simultan, căci ar însemna că tensiunea aplicată să apară la bornele fiecărei diode. În acest caz, una din ele ar fi polarizată în sens direct, ceea ce duce evident la o contradicție. În concluzie, stările (00) și (11) nu pot avea loc în acest circuit.

Rămîn de luat în considerație numai stările (01) și (10) (fig. P.6.2.4). Circuitele echivalente corespunzătoare acestor stări sînt identice, în măsura în care ne referim la caracteristicile terminale. Există totuși o diferență în ceea ce privește polaritatea tensiunii V_2 .

Pe baza celor două circuite echivalente, se obțin curbele din fig. P.6.2.5.

(c) După cum se poate observa din fig. P.6.2.6, dioda (1) este blocată atunci când $v' > 0$, iar dioda (2) este blocată atunci când $v' < E$.

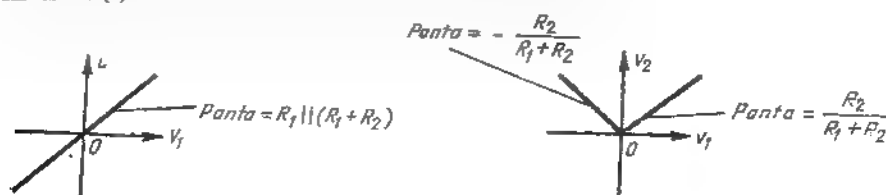


Fig. P. 6.2.5.

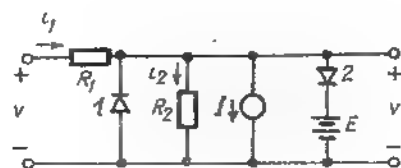


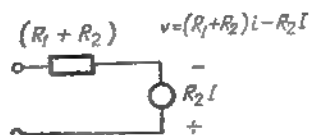
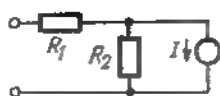
Fig. P. 6.2.6

Starea (10)



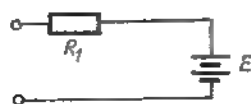
$$v = R_1 i$$

Starea (00)



$$v = (R_1 + R_2) i - R_2 I$$

Starea (01)



$$v = E + R_1 i$$

Fig. P. 6.2.7

Prin urmare, una din diode este blocată pentru orice valoare a lui v' , și starea (11) este exclusă.

Circuitele echivalente pentru celelalte trei stări posibile sînt prezentate în fig. P.6.2.7.

Curbele $v-i$ pentru cele trei circuite echivalente se dau în fig. P.6.2.8.

Din fericire, două din aceste linii sînt paralele, astfel încît caracteristicile $v-i$ ale circuitului dat pot fi complet determinate dacă se cunoaște starea corespunzătoare unui curent

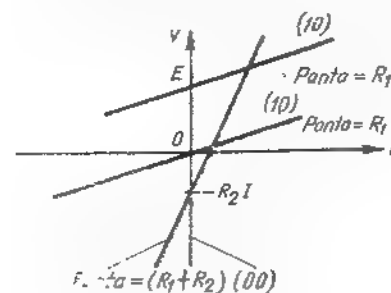


Fig. P. 6.2.8

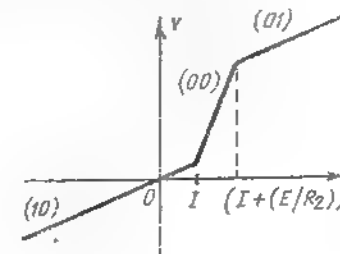


Fig. P. 6.2.9

pozitiv de valoare mare. Pentru $i \rightarrow \infty$ analiza arată că circuitul trebuie să fie în starea (01). Rezultatul dorit este dat deci în fig. P.6.2.9.

Evident, $i_2 = 0$ atunci când dioda (1) conduce, de exemplu pentru $i_1 < I$.

Cînd dioda (1) este blocată și dioda (2) conduce, tensiunea E apare la bornele lui R_2 astfel încît $i_2 = E/R_2$ (fig. P.6.2.10). În acest caz starea (10) $i_2 = 0$, starea (01) $i_2 = E/R_2$, starea (00) să se unească cu o linie dreaptă punctele de întrerupere.

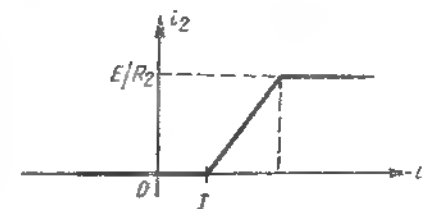


Fig. P. 6.2.10.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.5

(a) Cele trei curbe sînt arătate mai jos.

De observat că printr-o translație convenabilă a scalei de tensiune, cele trei curbe ar coincide.

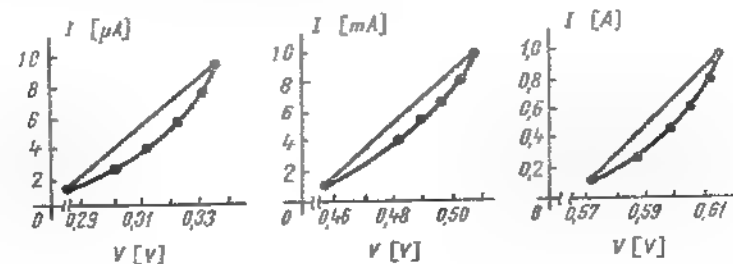


Fig. P. 6.5

(b) Următoarele valori ale lui V_O reprezintă aproximări convenabile ale punctelor de curent nul:

$$(1) V_O = 0,28 \text{ V}$$

$$(2) V_O = 0,45 \text{ V}$$

$$(3) V_O = 0,57 \text{ V}$$

(c) Din ecuația diodel, $dI/dV \approx \frac{q}{kT} I$, $G = \frac{q}{kT} I$

$$(1) I = 5 \mu\text{A} \quad G = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{2,5 \cdot 10^{-2}} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ S (G}^{-1} = 5 \text{ k}\Omega)$$

$$(2) I = 5 \text{ mA} \quad G = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2,5 \cdot 10^{-2}} = 0,2 \text{ S (G}^{-1} = 5 \Omega)$$

$$(3) I = 0,5 \text{ A} \quad G = \frac{5 \cdot 10^{-1}}{2,5 \cdot 10^{-2}} = 20 \text{ S (G}^{-1} = 0,05 \Omega)$$

De observat variația mare a valorii lui G .

d) Pantele pot fi citite pe grafice

$$(1) G \approx \frac{9 \cdot 10^{-6}}{0,0575} = 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ S}$$

$$(2) G \approx \frac{9 \cdot 10^{-3}}{0,0575} = 1,6 \cdot 10^{-1} \text{ S}$$

$$(3) G \approx \frac{9 \cdot 10^{-1}}{0,0575} = 1,6 \cdot 10^1 \text{ S}$$

Aceste valori se află în concordanță cu cele găsite la punctul (c).

(e) Aceste calcule arată că alegerea valorilor, atât pentru G , cât și pentru V_O , depinde în mod critic de domeniul de valori ale curenților în care trebuie aplicat modelul.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.6

(a) Înlocuind condensatorul C cu un scurtcircuit (pentru frecvențele semnalului) și dioda prin capacitatea C_j , schema echivalentă pentru determinarea impedanței Z este cea din fig. P.6.6.1.

$$Z = \frac{1}{C_j s + \frac{1}{R} + \frac{1}{Ls}} = \frac{RLs}{RC_j Ls^2 + Ls + R}$$

$$Z = R \frac{Ls}{RLC_j s^2 + Ls + R}$$

Rădăcinile numitorului sînt:

$$s = \frac{-L \pm \sqrt{L^2 - 4R^2 LC_j}}{2C_j LR} = -\frac{1}{2RC_j} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC_j} - \left(\frac{1}{2RC_j}\right)^2}$$



Fig. P.6.6.1

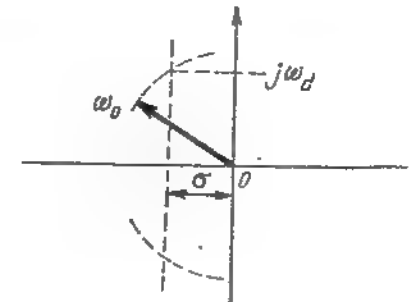


Fig. P. 6.6.2

Diagrama polilor și zerourilor lui Z este cea din fig. 6.6.2.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_j}}$$

$$\alpha = \frac{1}{2RC_j}$$

Frecvența de rezonanță este $\omega_0 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$

Lărgimea de bandă la 3 dB este $2\alpha = 1/RC_j$.

(b) Dacă $\omega_0 \gg \sigma$, $\omega_d \approx \omega_0 = \sqrt{1/LC_j}$. Pentru ca ω_0 să varieze într-un domeniu 2:1, C_j trebuie să varieze într-un domeniu 4:1.

$$(C_j)_{max} = C_0 \frac{\psi_0^{1/2}}{(\psi_0 + 2)^{1/2}} = \frac{C_0}{\sqrt{3}}$$

$$(C_j)_{min} = C_0 \frac{\psi_0^{1/2}}{(\psi_0 + V_{max})^{1/2}} = \frac{1}{4} \frac{C_0}{\sqrt{3}}$$

$$V_{max} = 47 \text{ V.}$$

(c) Cea mai mică frecvență de rezonanță corespunde la $(C_j)_{max}$

$$(C_j)_{max} = 11,5 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$(\omega_0)_{min} = 2\pi (f_0)_{min} = 6,28 \cdot 10^7 \text{ s}^{-1}$$

$$L = \frac{1}{C_j \omega_0^2} \approx 22 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 22 \mu\text{H.}$$

Impedanța la rezonanță este R ; deci $R = 10 \text{ k}\Omega$.

Banda 2σ este $1/RC_j$. Banda minimă, corespunzătoare celei mai mici frecvențe de rezonanță este

$$(B\omega)_{min} = 8,7 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\approx 1,38 \text{ MHz.}$$

La cea mai înaltă frecvență de rezonanță, banda este

$$(B\omega)_{max} = 4(B\omega)_{min} \approx 5,5 \text{ MHz.}$$

De observat că atunci când ω_0 variază, se schimbă și valoarea factorului de calitate Q al circuitului rezonant.

(d) Este de dorit, desigur, să nu se polarizeze direct dioda. Tensiunea de vrf a semnalului trebuie să fie mai mică decât 2 V. Pentru a evita distorsiunile armonice ce apar datorită relației neliniare dintre Q_j și V , este necesar să se limiteze și mai mult tensiunea semnalului.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.7

(a) În circuitul din fig. P.6.7.1, conductanța diodei la semnal mic în punctul de funcționare I_0 , este

$$g = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{I=I_0} = \frac{d}{dV} I_S (e^{qV/kT} - 1) = \frac{q}{kT} I_S (e^{qV/kT})$$

$$= \frac{q}{kT} (I_0 + I_S) \approx \frac{q}{kT} I_0 \quad \text{când } I_0 \gg I_S.$$

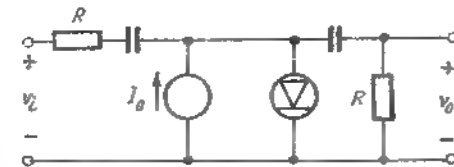


Fig. P. 6.7.1

Deci $r = 1/g = kT/qI_0$.

Capacitățile pot fi privite ca scurtcircuitate, iar sursa de curent ca un circuit deschis. acum circuitul arată ca în fig. 6.7.2.

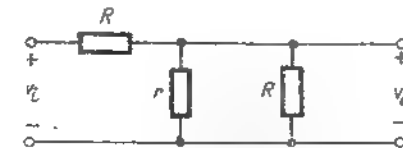


Fig. P. 6.7.2.

$$(b) \quad \frac{v_o}{v_i} = \frac{r \parallel R}{R + r \parallel R} = \frac{rR/(R+r)}{R + \frac{rR}{R+r}}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{rR}{R(R+r) + rR} = \frac{r}{R+2r}$$

Înserind valoarea $r = kT/qI_0$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{kT/qI_0}{R + (2kT/qI_0)} = \frac{kT/q}{I_0 R + 2(kT/q)}$$

Se calculează această valoare pentru diferiți I_0 .

$I_0(\text{mA})$	$I_0 R_i(\text{V})$	v_o/v_i
0,1	0,01	0,417
0,2	0,02	0,357
0,5	0,05	0,250
1,0	0,10	0,167
2,0	0,20	0,100
5,0	0,50	0,0455
10,0	1,00	0,0238

(c) Dezvoltind în serie pe I_{diode} în jurul lui I_0 , obținem expresia de mai jos, în care v_o este tensiunea de ieșire.

$$I_{diode} \approx I_0 \left(1 + \frac{q v_o}{k T} + (q/kT)^2 \frac{v_o^2}{2} + \dots \right)$$

Pentru v_o mai mic de 10 mV, termenul al doilea are cel mult valoarea $\frac{1}{2} \left(\frac{2}{5} \right)^2 = 8\%$.

La $I_0 = 0,1$ mA, factorul de transfer în tensiune are valoarea maximă; deci, în acest punct de funcționare, variațiile tensiunii de intrare vor produce cele mai mari variații ale tensiunii diodei.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{r}{R + 2r} = 0,417.$$

De exemplu, o variație a lui v_o de 10 mV, implică o variație de aproximativ (10/0,417) mV a lui v_i .

$$\Delta v_i = 24 \text{ mV}.$$

Totuși aceasta produce o neliniaritate mult mai mică în raportul dat, și anume de:

$$\frac{\frac{250(1,08)}{100 + 250(1,08)} - 0,417}{0,417} = \% \text{ variația raportului}$$

$$\frac{0,005}{0,417} = 0,1\%.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.8

Enunțul problemei pune accentul pe conductanțe, ceea ce sugerează imediat încercarea unei combinații de diode în paralel. Circuitul echivalent în curent alternativ ar fi cel din figura

P.6.8.1 (a se vedea problema 6.7) în care g_1 și g_2 sînt conductanțele de curent alternativ ale diodelor. Pentru acest circuit, conductanța de transfer $i_o/v_i = g_t$ poate fi variată prin intermediul curentului continuu de polarizare prin dioda 2, în timp ce admitanța de intrare a circuitului,

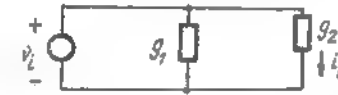


Fig. P.6.8.1

$g_t = g_1 + g_2$ trebuie să fie independentă atât de g_1 cât și de g_2 . Atît g_1 cît și g_2 pot fi exprimate în funcție de curenții de polarizare respectivi, astfel încît (ca și în problema P.4.8)

$$g_t = \frac{q}{kT} (I_1 + I_2).$$

Se vede deci că g_t va fi constant pentru un circuit în care $(I_1 + I_2)$ este constant. Legea lui Kirchhoff pentru curenți sugerează un circuit de polarizare de tipul celui din fig. P.6.8.2.

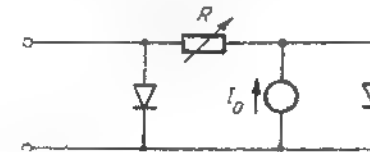


Fig. P. 6.8.2

În această etapă a rezolvării, acest circuit de curent continuu poate să nu satisfacă cerințele de curent alternativ impuse.

Circuitul de curent continuu poate fi făcut compatibil cu cel de curent alternativ prin adăugarea a două capacități, ca în fig. P.6.8.3.

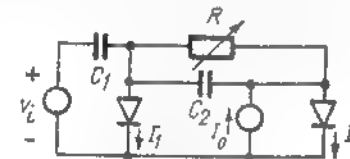


Fig. P. 6.8.3

C_1 împiedică trecerea curentului continuu de la sursă (altminteri suma $I_1 + I_2$ nu ar fi constantă), iar C_2 determină căderi de tensiune alternativă egale pe cele două diode (așa ca în circuitul echivalent de curent alternativ; rezistența variabilă R servește la varierea curentului de polarizare, pentru obținerea unei conductanțe de transfer variabile.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.6.9

(a) Dacă $V_G = +V$, diodele ar fi polarizate direct. Circuitul este cel din fig. P.6.9.1.

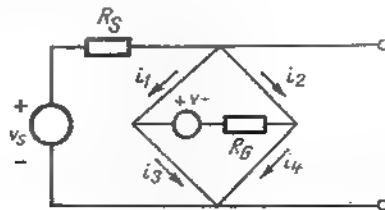


Fig. P. 6.9.1

O tensiune V_G pozitivă face să crească curenții i_2 , i_3 și i_4 , ceea ce întărește conducția diodelor 2 și 3 și reduce curenții direct al diodelor 1 și 4. Evident, poarta nu va fi închisă dacă curenții în diodele 1 sau 4 devine nul. Utilizând principiul suprapunerii efectelor obținem:

$$i_1 = \frac{1}{2} \left(-\frac{V}{R_G} + \frac{v_S}{R_S} \right).$$

Deci valoarea critică a lui v_S (pentru care $i_1 = 0$) este $v_S = (R_S/R_G)V$. Pe baza simetriei circuitului, se deduce valoarea negativă corespunzătoare a lui v_S :

$$v_S = -\frac{R_S}{R_G} V.$$

Trebuie deci să avem $|v_S| < (R_S/R_G)V$ sau $|v_S| < 2V$.

(b) Avind $V_G = -V$ diodele ar fi polarizate invers. Circuitul este cel din fig. P.6.9.2.

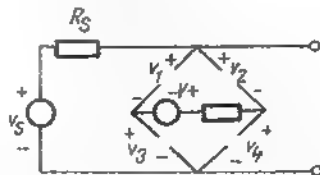


Fig. P. 6.9.2

O tensiune v_S pozitivă face să crească tensiunile v_1 , v_2 , v_3 și v_4 , determinând o creștere a polarității inverse pe diodele 1 și 4, și o reducere a polarității inverse pe diodele 2 și 3. Poarta va fi deschisă numai dacă suma tensiunilor v_2 și v_3 este negativă. Întrucât nu există căderi de tensiune pe R_S și pe R_G și avem

$$v_2 + v_3 = -V + v_S.$$

Deci, valoarea critică a lui v_S (pentru care $v_2 + v_3 = 0$) este

$$v_S = V.$$

Pe baza simetriei circuitului, valoarea negativă corespunzătoare a lui v este $v_S = -V$. Deci trebuie să avem $|v_S| < V$ sau $|v_S| < 10$ volți.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.10

Tensiunea de intrare este $v_S(t) = V_m \sin \omega t$.

(a) Dioda intră în conducție când v_S depășește tensiunea de prag, V_0 . Fie acest moment t_1 .

$$V_m \sin \omega t_1 = V_0 \text{ sau } \sin \omega t_1 = \frac{V_0}{V_m}$$

În mod asemănător dioda se blochează când v_S scade sub tensiunea de prag. Fie acest moment t_2 .

$$V_m \sin \omega t_2 = V_0 \quad \sin \omega t_2 = \frac{V_0}{V_m}$$

(b) Rezultatele sînt prezentate în figura de mai jos.

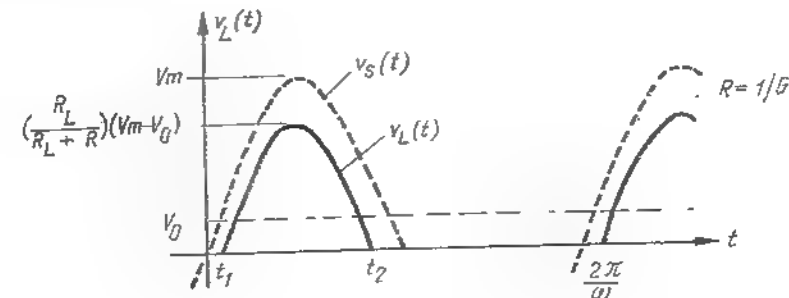


Fig. P. 6.10

(c) Componenta de curent continuu a tensiunii de ieșire este V_L .

$$\left(\frac{R_L}{R_L + R} \right) V_L = \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} (V_m \sin \omega t - V_0) dt = \frac{V_m}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} \sin \omega t dt - \frac{V_0}{2\pi} (t_2 - t_1)$$

$$V_L = \frac{V_m}{2\pi} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2) - \frac{V_0 \omega}{2\pi} (t_2 - t_1) \frac{R_L}{R_L + R}$$

Dacă $V_O \ll V_m$, putem aproxima pe t_1 și pe t_2

$$t_1 \approx \frac{V_O}{\omega V_m}$$

$$t_2 \approx \frac{1}{\omega} \left(\pi - \frac{V_O}{V_m} \right)$$

$$\text{Deci } t_2 - t_1 \approx \frac{\pi}{\omega} - \frac{2V_O}{\omega V_m}$$

$$\cos \omega t_1 \approx 1 - \frac{1}{2} (\omega t_1)^2 = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{V_O}{V_m} \right)^2$$

$$\cos \omega t_2 \approx -1 + \frac{1}{2} \left(\frac{V_O}{V_m} \right)^2$$

$$\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2 \approx 2 - \left(\frac{V_O}{V_m} \right)^2$$

În final

$$V_L \approx \left\{ \frac{V_m}{2\pi} \left[2 - \left(\frac{V_O}{V_m} \right)^2 \right] - V_O \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \frac{V_O}{V_m} \right) \right\} \left(\frac{R_L}{R_L + R} \right).$$

$$(d) \text{ Dorim } V_L = 4V. \text{ Deoarece } \frac{R_L}{R_L + R} = \frac{10}{10 + 2} = 0,83 \text{ avem}$$

$$1,2 \cdot 4 = \frac{V_m}{2\pi} \left[2 - \left(\frac{V_O}{V_m} \right)^2 \right] - V_O \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \frac{V_O}{V_m} \right)$$

din care poate fi dedusă tensiunea V_m . Un rezultat rapid se poate obține prin aproximări succesive. Presupunem mai întâi că $V_O = 0$. Aceasta conduce la

$$V_m = \pi \cdot 1,2 \cdot 4 = 15,1 \text{ V.}$$

Acum, având $V_O = 0,5 \text{ V}$ și $V_m \approx 15 \text{ V}$, avem

$$1,2 \cdot 4 = \frac{V_m}{2\pi} (2 - 0,001) - 0,5 \left(\frac{1}{2} - \frac{0,033}{\pi} \right).$$

O a doua aproximație pentru V_m este deci

$$V_m = \pi (1,2 \cdot 4 + 0,24) = 15,8 \text{ V.}$$

Deci, valoarea de vîrf a tensiunii de intrare este $V_m = 15,8 \text{ V}$. Valoarea de vîrf a tensiunii de ieșire este $0,83 \cdot (15,8 - 0,5) = 12,8 \text{ V}$. Componenta de c.c. a curentului în sarcină este $\frac{4}{\pi} = 0,4 \text{ A}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.11

Se presupune $\frac{\omega}{2\pi} = 60 \text{ Hz}$, $T = 16,7 \text{ ms}$.

(a) Valoarea de la vîrf la vîrf a tensiunii de zgomot este, conform ecuației (6.16 c)

$$\Delta v = V_m \frac{T}{R_{LC}} = 10 \cdot \frac{16,7}{500} = 0,33 \text{ V.}$$

(b) Intervalul de conducție este, conform ecuației (6.17 d),

$$\omega \Delta t \approx \sqrt{2 \frac{\Delta v}{V_m}} = \sqrt{\frac{33}{500}} = \sqrt{0,066} = 0,26 \text{ rad.} = 15 \text{ grade.}$$

(c) Valoarea medie a curentului prin diodă este $\frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$.

(d) Valoarea de vîrf a curentului prin diodă este

$$10 \cdot \frac{2}{0,26} = 240 \text{ mA}$$

(e) $V_m = V + \frac{1}{2} \Delta V = 10,15 \text{ V}$.

(f) $V_m = 10,15 + 0,8 = 10,95 \text{ V}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 6.12

Condensatorul se încarcă la valoarea de vîrf a tensiunii de intrare, V_m .

(a) $V_m = 40 \text{ V}$.

(b) Un zgomot de 1% corespunde la un Δv egal cu

$$\Delta v = 0,4 \text{ V.}$$

Intrucit intervalele de conducție reprezintă o mică parte dintr-o perioadă, trebuie să avem :

$$C \Delta v = I_L \cdot T / 2$$

unde I_L este curentul în sarcină, iar T perioada. Presupunind din nou că se lucrează la 60 Hz :

$$C = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 16,7 \times 10^{-3}}{2 \cdot 0,4} = 520 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C = 520 \text{ } \mu\text{F.}$$

PROBLEME LA CAPITOLUL 7₂

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.1

Din problema 2.15 rezultă

$$\frac{dQ_b}{dt} + \frac{Q_b}{\tau_b} = -I_{BA}$$

în care

$$Q_b = qA \int_0^{W_b} p'_b(x) dx.$$

Semnul minus este necesar, deoarece direcția de referință pentru I_{BA} este aceea care intră în bază, în timp ce efectul fizic corespunde unui flux de sarcini pozitive care iese din bază (realmente, electronii încărcăți negativ intră în bază unde se recombina cu golurile).

Pentru regimul staționar, aceasta se scrie

$$-I_{BA} = \frac{Q_b}{\tau_b} = \frac{qA}{\tau_b} \int_0^{W_b} p'_b(x) dx.$$

Obținem pe $p'_b(x)$ din graficul densității de goli excedentare

$$p_b(x) = p_{b0} e^{qV_{EB}/kT} \left(1 - \frac{x}{W_b} \right).$$

Deci,

$$\begin{aligned} p'_b(x) &= p_{b0} \cdot \frac{qV_{EB}/kT}{W_b} \left(1 - \frac{x}{W_b} \right) - p_{b0} \\ &= p_{b0} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) - p_{b0} e^{qV_{EB}/kT} \frac{x}{W_b} \end{aligned}$$

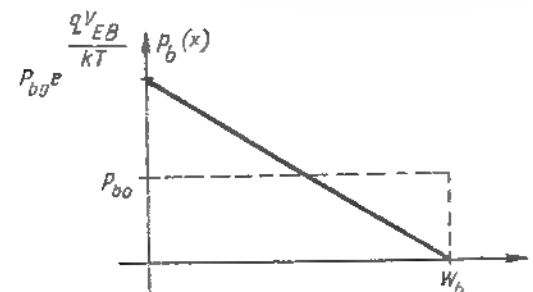


Fig. P. 7.1

Înlocuind în expresia lui I_{BA} , se obține :

$$\begin{aligned} -I_{BA} &= \frac{Q_b}{\tau_b} = \frac{qA}{\tau_b} \int_0^{W_b} p_b(x) dx = \\ &= \frac{qAW_b p_{b0}}{\tau_b} \left(e^{qV_{EB}/kT} - \frac{3}{2} \right). \end{aligned}$$

Curentul de colector ce rezultă din difuzia de goli, asociată cu această distribuție, este

$$I_C = qAD_b \frac{dp_b}{dx} = \frac{qAD_b p_{b0}}{W_b} e^{qV_{EB}/kT}.$$

Prin urmare, raportul I_{BA}/I_C este

$$\frac{I_{BA}}{I_C} = \frac{\frac{qAW_b p_{b0}}{\tau_b} \left(e^{qV_{EB}/kT} - \frac{3}{2} \right)}{\frac{qAD_b p_{b0}}{W_b} (e^{qV_{EB}/kT})}$$

Pentru o polarizare directă suficient de mare la joncțiunea emitorului (de ex. $V_{EB} \gg \frac{kT}{q}$),

$$\frac{e^{qV_{EB}/kT} - \frac{3}{2}}{e^{qV_{EB}/kT}} \approx 1.$$

În aceste condiții

$$\frac{I_{BA}}{I_C} = \frac{W_b^2}{2(D_b \tau_b)} = \frac{1}{2} \frac{W_b^2}{L_b} = \text{defect în bază.}$$

Deci: $I_{BA} = \delta_B I_C$

unde $\delta_B = \frac{1}{2} \left(\frac{W_b}{L_b} \right)^2$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.2

În fig. P.7.2.1, respectiv fig. P.7.2.2 sunt prezentate concentrațiile de purtători minoritari în emitor, respectiv în bază.

$$I_{BN} = (-q) A D_e \frac{\partial n_e}{\partial x} = -q A D_e \frac{n_{e0} e^{qV_{EB}/kT} - n_{e0}}{W_e} =$$

$$= - \frac{q A D_e n_{e0}}{W_e} (e^{qV_{EB}/kT} - 1).$$

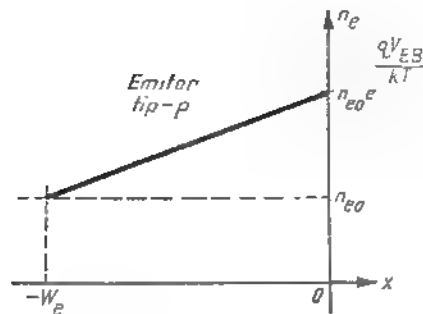


Fig. P. 7.2.1

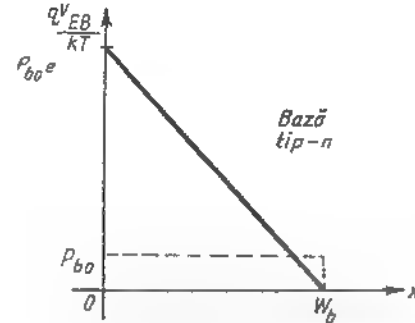


Fig. P. 7.2.2

I_{BB} este negativ, deoarece efectul fizic corespunde intrării electronilor în bază. Prin urmare

$$\frac{I_{BB}}{I_C} = \frac{-q A D_e n_{e0} (e^{qV_{EB}/kT} - 1)}{-q A D_b p_{b0} (e^{qV_{EB}/kT})} = \frac{D_e W_b n_{e0}}{D_b W_e p_{b0}} (1 - e^{-qV_{EB}/kT})$$

Dacă $V_{EB} \gg \frac{kT}{q}$, exponențiala este neglijabilă (de ex. $e^{qV_{EB}/kT} \gg 1$) și $I_{BB} = \delta_B I_C$.

unde

$$\delta_B = \frac{D_e W_b n_{e0}}{D_b W_e p_{b0}} = \text{defect de emitor.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.3

$$I_B + (I_{BA} + I_{BB}) = \delta_E I_C + \delta_B I_C = (\delta_E + \delta_B) I_C$$

Prin definiție

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad [\text{din ec. (7.10 b)}]$$

$$\beta_E = \frac{1}{\delta_E + \delta_B}.$$

Prin definiție

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = \frac{1}{1 + 1/\beta_F} \quad [\text{din ec. (7.11a)}]$$

$$\alpha_F = \frac{1}{1 + \delta_E + \delta_B} \approx 1 - \delta_E - \delta_B.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.4

În fig. P.7.4.1 sunt date două din reprezentările tranzistorului npn.

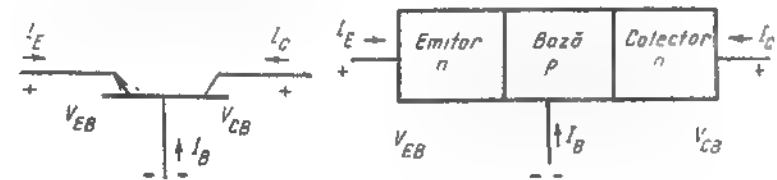


Fig. P. 7.4.1.

(a) Întrucât emitorul este mult mai puternic dopat decât baza, se poate neglija curentul în emitor (a se vedea problema 7.2). În fig. P.7.4.2. este reprezentată concentrația $n_b(x)$. Din ecuația (3.10 b)

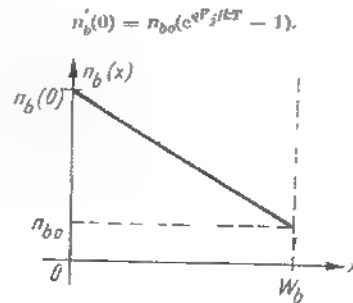


Fig. P. 7.4.2

Prin definiție

$$V_j = V_{tip\ p} - V_{tip\ n} = V_{BE} = -V_{EB}$$

Deci

$$n'_b(0) = n_{b0}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

(Observație: Întrucât pentru polarizări directe $V_{EB} < 0$, vom avea $n'_b(0) > 0$)

Pentru o polarizare nulă a joncțiunii colectorului, avem $n'_b(W) = 0$. Deci, concentrația de purtători excedențari la limitele bazei este:

$$n'_b(0) = n_{b0}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1);$$

$$n'_b(W) = 0.$$

Aceste condiții limită sînt similare cu acelea valabile pentru dioda cu bază subțire (cu oriîntarea convenabilă a materialelor de tip n și p).

(b) Curentul de electroni în bază are loc în principal datorită difuziei:

$$J_e = qD_b \frac{\partial n'_b}{\partial x}.$$

Prin urmare, întrucît J_e este independent de x , $\frac{\partial n'_b}{\partial x} = \text{const}$ și deci $n'_b(x) = a + bx$ (fig. P.7.4.3)

De la punctul (a), $n'_b(W) = 0 = a + bW \rightarrow b = -\frac{a}{W}$. De asemenea, de la punctul (a):

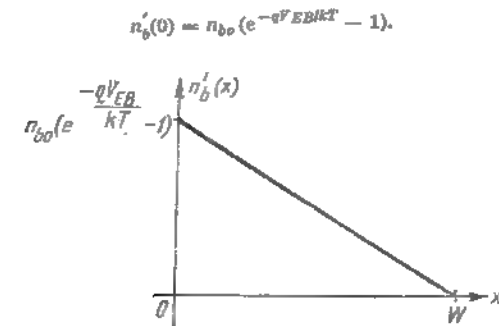


Fig. P. 7.4.3

Deci,

$$n'_b(x) = n_{b0}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \left(1 - \frac{x}{W}\right).$$

$$(c) \quad n_b(x) = n_{b0} + n'_b(x) = n_{b0} + n_{b0}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \left(1 - \frac{x}{W}\right).$$

Datorită neutralității electrice

$$p_b(x) = p_{b0} + n'_b(x) = p_{b0} + n_{b0}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \left(1 - \frac{x}{W}\right).$$

$$J_e|_{\text{difuzie}} = qD_b \frac{\partial n'}{\partial x} = -\frac{qD_b n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1);$$

$$J_h|_{\text{difuzie}} = qD_h \frac{\partial p'}{\partial x} = \frac{qD_h n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

Datorită unor motive similare cu acelea din text, se poate să nu existe un curent longitudinal de purtători majoritari în regiunea bazei. Curentul de difuzie trebuie deci să fie aproape anulat de un curent de deplasare de goluri. Deci:

$$J_h = J_h|_{\text{difuzie}} + J_h|_{\text{deplasare}} = 0.$$

La nivele mici de injecție, câmpul electric asociat are un efect neglijabil asupra mișcării electronilor-purtători majoritari.

În fig. P.7.4.4 sînt prezentate concentrațiile $n_b(x)$, $p_b(x)$, iar în fig. P.7.4.5 densitățile curentului de difuzie.

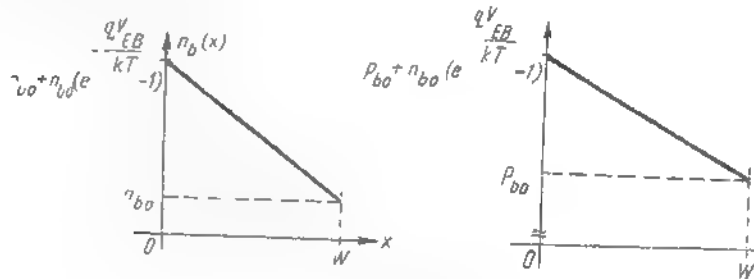


Fig. P. 7.4.4

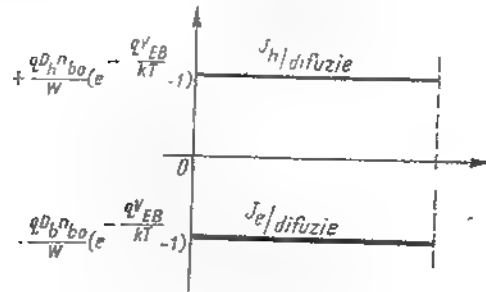


Fig. P. 7.4.5

(d) I_C este egal cu minus curentul ce trece de la emitor la colector prin jonctiunea colectorului. Deci

$$\begin{aligned} -I_C &= -(-q)AD_b \frac{\partial n'_b}{\partial x} = \\ &= \frac{qD_b A n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \\ I_C &= + \frac{qD_b A n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1). \end{aligned}$$

(e) Numărul de electroni ce se recombină în bază în unitatea de timp, este dat de

$$\frac{qA}{\tau} \int_0^W n'_b(x) dx.$$

Fiecare electron ce se recombină, necesită un gol din contactul bazei, deci :

$$\begin{aligned} +I_B &= \frac{qA}{\tau} \int_0^W n_{b0} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \left(1 - \frac{x}{W}\right) dx; \\ I_B &= \frac{qA}{\tau} n_{b0} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \left(\frac{W}{2}\right). \end{aligned}$$

(f) De la punctul (d) și (e),

$$\begin{aligned} \frac{I_B}{I_C} &= \frac{\frac{qWn_{b0}A}{2\tau} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1)}{\frac{qD_b A n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1)} = \\ &= \frac{W^2}{2D_b\tau} = \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2 \end{aligned}$$

unde $L_b = \sqrt{D_b\tau}$.

Se înlocuiește aceasta în $I_E = I_C - I_B$ pentru a obține

$$\begin{aligned} I_E &= -I_C - \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2 I_C = - \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right] I_C = \\ &= - \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right] \frac{qD_b A n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1). \end{aligned}$$

(g) De la punctul (f) avem :

$$I_E = - \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right] \frac{qD_b A n_{b0}}{W} (e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

Prin definiție :

$$I_{ES} = \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2\right] \frac{qD_b A n_{b0}}{W} \approx \frac{qD_b A n_{b0}}{W}$$

și

$$\alpha_F = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b}\right)^2.$$

I_E și I_C pot fi scrise sub forma :

$$I_E = -I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) ;$$

$$I_C = -\alpha_F I_E = \alpha_F (-I_E) = \alpha_F I_F .$$

Aceasta sugerează modelul din figura P.7.4.6.

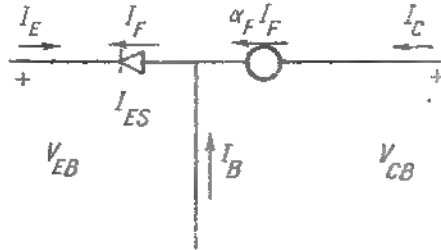


Fig. P. 7.4.6

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.10

Concentrația de purtători minoritari la marginile stratului de sarcină spațială a colectorului este proporțională cu :

$$e^{qV_{CB}/kT} = e^{-q/kT(V_{CE} + V_{EB})}$$

Deci

$$p_n(W) \approx 0$$

și

$$n_p(W) \approx 0$$

de cîte ori
$$\begin{cases} V_{EB} > 0 & (\text{emitor polarizat direct}) \\ V_{CE} < -V_{EB} & (\text{colector polarizat invers}) \end{cases}$$

Deci, în condiții de funcționare normale, concentrațiile de purtători minoritari la toate marginile straturilor de sarcină spațială, devin practic independente de V_{CE} , depinzînd numai de V_{EB} .

(a) și (c) Utilizînd aceste condiții la limită, precum și geometria tranzistorului, se poate calcula I_C , și, de asemenea, caracteristicile de intrare, care trebuie să fie independente de V_{CE} în măsura în care geometria însăși nu depinde de V_{CE} .

Pentru aproximații de ordinul întâi, geometria este, de fapt, independentă de V_{CE} , dar, pentru calcule mai exacte, nu se mai poate neglija variația lățimii bazei datorită lărgirii stratului spațială, așa cum s-a arătat în 7.5.

(b) Cînd golurile sînt injectate în regiunea bazei, difuzează aproape toate în bază și sînt colectate de colector. În acest caz

$$I_C \approx -I_E.$$

Totuși, un mic procent din aceste goluri se recombină, iar contactul bazei trebuie să furnizeze majoritatea purtătorilor pentru a susține această recombinare. Întrucît viteza de recombinare este proporțională cu numărul de purtători disponibili, această componentă a curentului de bază trebuie să fie aproape proporțională cu I_C (a se vedea problema 7.1).

Altă componentă a curentului de bază furnizează electronii injectați în emitor. Întrucît această componentă este reprezentată de aceeași exponențială ($e^{qV_{EB}/kT}$) ca și curentul de colector, ea trebuie să fie de asemenea proporțională cu I_C (a se vedea problema 7.2).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.13

(a) Circuitul echivalent se dă în fig. P.7.13.1.

(b) În funcție de valoarea lui V_B se pot lua în considerare trei domenii de funcționare.

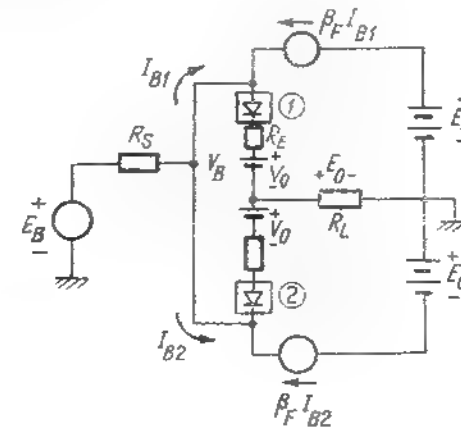


Fig. P.7.13.1

- 1) Pentru $-V_0 < V_B < V_0$ nici o diodă nu conduce, nu există curent în tranzistor, iar $E_0 = 0$.
- 2) Pentru $V_B > V_0$, dioda (1) conduce și dioda (2) rămîne blocată; circuitul se reduce la cel din fig. P.7.13.2.

Aplicarea legii lui Kirchhoff pentru tensiuni ochiului de intrare conduce la :

$$E_B = I_{B1} R_B + (\beta_F + 1) I_{B1} (R_E + R_L) + V_0 .$$

Deci

$$I_{B1} = \frac{E_B - V_D}{R_S + (\beta_F + 1)(R_E + R_L)} \text{ și } E_O = R_L (\beta_F + 1) I_{B1}$$

$$E_O = \frac{(E_B - V_D) R_L (\beta_F + 1)}{R_S + (\beta_F + 1)(R_E + R_L)}$$

Pentru $V_B > E_O$

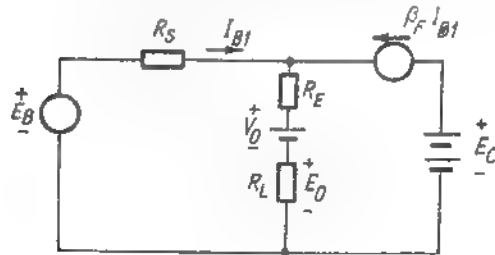


Fig. P. 7.13.2

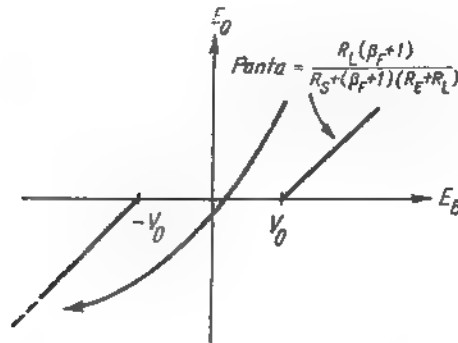


Fig. P. 7.13.3

3) Pentru $V_B < -V_D$ dioda (2) conduce, în timp ce dioda (1) rămâne blocată. Circuitul diferă de cel de mai sus numai prin aceea că polaritățile lui V_D și E_O sînt inversate. Tensiunea de ieșire este

$$E_O = \frac{(E_B + V_D) R_L (\beta_F + 1)}{R_S + (\beta_F + 1)(R_E + R_L)} \text{ pentru } E_B < -V_D.$$

(c) Caracteristica de transfer este dată în fig. P.7.13.3

(d) Acest amplificator produce distorsiuni importante pentru semnalele de intrare din domeniul $-V_D < E_B < V_D$. Zona interzisă poate fi eliminată adăugînd o baterie de polarizare fiecărei baze, așa ca în fig. P.7.13.4

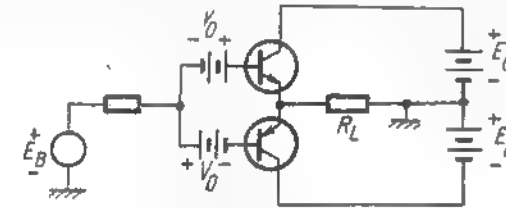


Fig. P. 7.13.4.

Printr-un raționament simplu se poate arăta că cele două baterii de valoare V_D pot fi înlocuite cu diode polarizate direct.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.14

(a) $V_{CE} = I_C R_L = V_{CO}$

$$V_{CE} = V_{CO} - R_L I_C.$$

Aceste drepte de sarcină pot fi suprapuse pe caracteristicile de intrare și de ieșire din fig.7.25.

(b) $V_I = R_B I_B + V_{BE}$

$$V_{BE} = V_I - R_B I_B.$$

(c) Curentul de bază ce corespunde unei anumite valori a lui V_I se citește direct din graficul caracteristicilor de intrare.

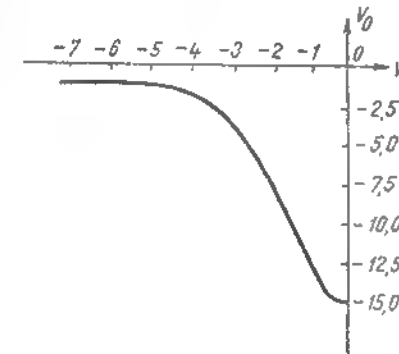


Fig. P. 7.14

Pe familia caracteristicilor de ieșire, intersecția dintre curba corespunzătoare acestui curent de bază și dreapta de sarcină, determină valorile lui V_{CE} și I_C ce rezultă din alegerea făcută pentru V_I .

Procesul se repetă pentru un ansamblu de valori ale lui V_I , pentru a obține caracteristica de transfer.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 7.15

Caracteristica $v_O - v_I$ a acestui amplificator a fost ridicată în problema 7.14. Din caracteristici se observă că v_O poate fi evaluat destul de precis prin expresia

$$v_O(t) \approx -12 - 3,15 v_I(t)$$

În măsura în care este satisfăcută condiția ca v_I să se găsească în „domeniul de liniaritate”:
 $-3,5 \text{ V} \leq v_I(t) \leq -1 \text{ V}$.

(a)

$$v_I(t) = V_a \cos \omega t - V_{BE}$$

$$V_{BE} = 3 \text{ V}$$

pentru $V_a = 0$.

Curba $v_O - v_I$, sau aproximația liniară de mai sus, conduce la:

$$v_O = -2,5 \text{ V}$$

Pentru $V_a \neq 0$, ieșirea va fi sinusoidală dacă

$$3,5 \leq V_a \cos \omega t - 3 \leq -1.$$

Aceasta limitează pe V_a la valori sub 0,5. Tensiunea de ieșire corespunzătoare este:

$$v_O(t) \approx -12 - 3,15(0,5 \cos \omega t - 3)$$

pentru care se obține valoarea 1,57 pentru amplitudinea componentei sinusoidale a tensiunii de ieșire.

(b) Cea mai mare componentă sinusoidală posibilă se obține când V_{BE} ocupă jumătate din limitele domeniului liniar al lui V_I , de exemplu:

$$V_B = -\frac{1}{2} \{ (-3,5) + (-1) \} = -2,25 \text{ V}.$$

Deci, dacă vom lua $V_a \leq 1,25$, $v_I(t)$ atinge tocmai bine valoarea $(-3,5)$ când $\cos \omega t = (-1)$ și valoarea (-1) când $\cos \omega t = (+1)$; tensiunea de ieșire este:

$$v_O(t) = -12 - 3,15 \{ V_a \cos \omega t - 2,25 \}.$$

(c) Dacă se consideră v_I variabilă de intrare și v_O variabila de ieșire, amplificatorul nu poate fi considerat un sistem liniar. Mai exact, relația intrare-ieșire nu satisface următoarea propoziție:

Dacă v_{I1} îl determină pe v_{O1} și dacă v_{I2} îl determină pe v_{O2} , combinația $av_{I1} + bv_{I2}$ nu determină la ieșire $av_{O1} + bv_{O2}$, chiar dacă v_{O1} și v_{O2} sînt limitate în amplitudine.

Atît timp cît variabilele de intrare și de ieșire sînt v_I și v_O (și nu componentele lor de semnal mic), sistemul este neliniar, chiar dacă există un domeniu al lui v_I pentru care relația intrare-ieșire poate fi aproximată printr-o linie dreaptă; această linie dreaptă nu trece prin origine.

PROBLEME LA CAPITOLUL 8

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.2

(a) O linie dreaptă adaptată convenabil curbei q_{FE} și funcție de V_{BE} are o pantă de $5,5 \text{ pC/V}$.
 Deci:

$$C_{je} \approx -5,5 \text{ pF}.$$

(b) Sarcina înmagazinată de C_{je} este

$$\Delta q_{FE} = C_{je} \Delta v_{BE} = 5,5 \cdot 10^{-12} \cdot 3,6 = 20 \text{ pC}.$$

Sarcina înmagazinată în regiunea neutră a bazei este

$$\Delta q_F = I_C \tau_F = 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^{-9} = 5 \cdot 10^{-11} = 50 \text{ pC}.$$

Sarcina totală cerută este deci de 70 pC.

(c) 2/7 este înmagazinată în „rezervorul” de sarcină spațială;

5/7 este înmagazinată în regiunea neutră a bazei.

(d) $i_B T = \Delta q$, unde T este intervalul de tranziție.

$$T = \frac{70 \text{ pC}}{5 \cdot 10^{-3}} = 14 \cdot 10^{-9} \text{ s} = 14 \text{ ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.3

(a) Cînd tranzistorul se află în stare blocată, curenții de emitor și de colector sînt de ordinul lui I_{ES} , în timp ce curentul de bază este de β_F ori mai mic. Prin urmare, căderea de tensiune la bornele lui R_S este complet neglijabilă, și avem:

$$\left. \begin{aligned} V_{BE} &= -4 \text{ V} \\ V_{BC} &= -14 \text{ V} \\ i_B &\approx 0 \\ i_C &\approx 0 \end{aligned} \right\} \text{ pentru } t < 0$$

(b) Sarcinile din stratul de sarcină spațială sint determinate de relația de putere dată. Deci

$$\left. \begin{aligned} q_{VE}(-4 \text{ V}) &= -193 \text{ pC} \\ q_{VC}(-14 \text{ V}) &= -1014 \text{ pC} \end{aligned} \right\} \text{ pentru } t < 0$$

Intrucît $i_0 \approx 0$, $q_F \approx 0$.

(c) După încetarea regimului tranzitoriu, adică pentru $t \gg 0$, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct, în timp ce joncțiunea colectorului este încă polarizată invers. Tensiunea bază-emitor va fi de ordinul 0,5 V astfel încît tensiunea la bornele lui R_E va fi de aproximativ 4,5 V, iar curentul de bază de aproximativ 4,5 mA. Prin urmare, curentul de emitor va fi de aproximativ $4,5 \cdot 51 = 229 \text{ mA}$. O evaluare mai precisă a lui V_{BE} rezultă din

$$\begin{aligned} 229 \cdot 10^{-3} &= I_{ES} e^{q_{VE}/kT} \\ &= 10^{-8} e^{q_{VE}/kT} \text{ sau } \frac{q_{VE}}{kT} = 19,3, \end{aligned}$$

pentru $kT/q = 25 \text{ mV}$, $V_{BE} = 0,482 \text{ V}$. Acest rezultat este destul de apropiat de prima noastră evaluare a lui V_{BE} , astfel încît nu mai este necesar să corectăm valorile lui i_E și i_0 .

$$\left. \begin{aligned} V_{BE} &\approx 0,48 \text{ V} \\ V_{BC} &\approx -9,52 \text{ V} \\ i_E &\approx 4,5 \text{ mA} \\ i_0 &\approx 225 \text{ mA} \end{aligned} \right\} t \gg 0$$

$$\left. \begin{aligned} (d) \quad q_{VE}(+0,48 \text{ V}) &= +36 \text{ pC} \\ q_{VC}(-9,52 \text{ V}) &= -760 \text{ pC} \\ q_F = \tau_F i_0 &= +2250 \text{ pC} \end{aligned} \right\} t \gg 0$$

(e) Dacă q_{VE} și q_{VC} sint neglijabili, avem

$$i_E = \frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} = \frac{v_E - \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1 \right)}{R_E}$$

sau

$$\frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{kT}{qR_E} \ln \left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1 \right) = \frac{V_E}{R_E}.$$

Chiar dacă această ecuație este neliniară, ea poate fi integrată, prin utilizarea unui factor de integrare. Pentru evaluarea integralei, sint necesare metode numerice.

(f) În acest caz, termenii $\frac{dq_{VE}}{dt}$ și $\frac{dq_{VC}}{dt}$ din curentul de bază nu pot fi neglijati. Intrucît aceste sarcini depind în mod explicit de v_{BE} și v_{BC} , și întrucît aceste tensiuni pot fi exprimate în funcție de q_F , adică :

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1 \right);$$

$$v_{BC} = v_{BE} - V_{CC} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{q_F}{Q_{FO}} + 1 \right) - V_{CC}$$

rezultă că acești termeni de sarcină variabilă pot fi, în principiu, exprimați în funcție de q_F . Prin urmare, toți termenii ecuației diferențiale (cu excepția termenului v_S/R_S) pot fi exprimați în funcție de q_F . Ecuația rezultantă este o expresie algebrică mult prea complicată, iar aplicarea ei este foarte anevoioasă. Este mult mai ușor, așa cum se arată în capitoul 22, să se utilizeze tensiunile v_{BE} și v_{BC} ca variabile fundamentale de stare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.4

(a) Tabela următoare cuprinde valorile lui q_F și q_{VE} pentru diferite valori ale lui V_{BE} ($Q_{FO} \approx \tau_F I_{ES} = 10^{-17} \text{ pC}$)

$V_{BE}(\text{V})$	0,450	0,425	0,400	0,375	0,350
q_{VE}/kT	18	17	16	15	14
$q_{VE}(\text{pC})$	33	30,8	28,8	27,0	25,0
$q_F(\text{pC})$	664	250	92,0	23,9	12,5

Evident, valoarea lui v_{BE} pentru care $q_F = q_{VE}$ este aproximativ $14,7 \cdot 25 = 368 \text{ mV}$.

$$V_T = 0,368 \text{ V}.$$

(b) Pentru a aproxima relațiile lui q_{VE} și q_{VC} prin capacități liniare, se trasează aceste funcții ca în figura P.8.4.1.

v_{BE} acoperă domeniul de la -4 V la $+0,48 \text{ V}$. Se aproximează q_{VE} prin C_{jE} , v_{BE} unde C_{jE} este coarda la -2 V .

$$C_{jE} = 55 \text{ pF}.$$

Se aproximează q_{VC} prin C_{jC} , v_{BC} unde C_{jC} este coarda la -10 V .

$$C_{jC} = 78 \text{ pF}.$$

Se observă că aceste valori sînt cam de zece ori mai mari decît în majoritatea dispozitivelor practice. De asemenea, V_T este mic (0,6 V ar fi o valoare mai des întîlnită) din cauza lui τ_F , care este deosebit de mare.

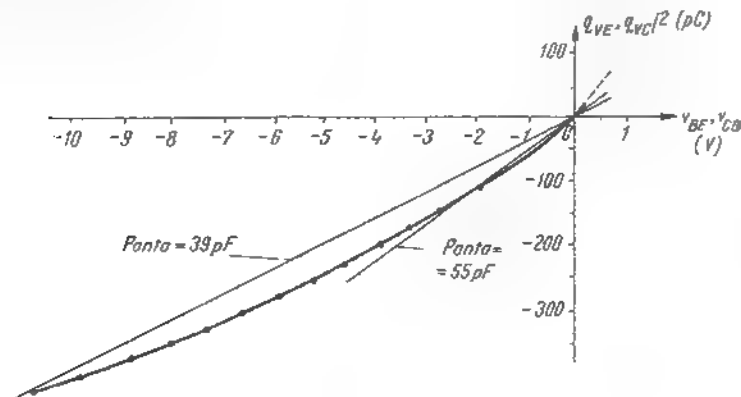


Fig. P. 8.4.1

Schema echivalentă valabilă pentru $V_{BE} < V_T$ se dă în figura P.8.4.2.

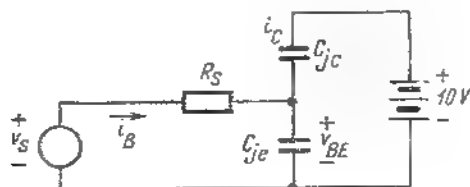


Fig. P. 8.4.2.

(c) Pentru $t < t_T$ este valabilă schema echivalentă din fig. P.8.4.2. Ecuația diferențială corespunzătoare este :

$$v_S = i_B R_S + v_{BE} \quad i_B = (C_{JE} + C_{JC}) \frac{dv_{BE}}{dt}$$

sau

$$v_S = (C_{JE} + C_{JC}) R_S \frac{dv_{BE}}{dt} + v_{BE}.$$

Această ecuație are următoarea soluție la $v_S(t)$ dat (fig. P.8.4.3) :

$$v_{BE}(t) = 5 - 9 e^{-t/\tau}$$

$$0,37 = 5 - 9 e^{-t_T/\tau}$$

$$2e^{-t_T/\tau} = 4,63$$

$$t_T/\tau = 0,67$$

$$\tau = 10^8 \cdot (78 + 55) \cdot 10^{-12} = 133 \text{ ns}$$

$$t_T = 89 \text{ ns}$$

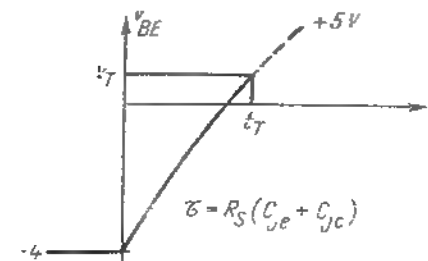


Fig. P. 8.4.3

În acest domeniu avem :

$$\left. \begin{aligned} v_{BE}(t) &= 5 - 9 e^{-t/\tau} \text{ V} \\ i_B(t) &= 9 e^{-t/\tau} \text{ mA} \\ I_C(t) &= \frac{78}{133} \cdot 9 e^{-t/\tau} \text{ mA} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} 0 &< t < t_T \\ t_T &= 89 \text{ ns} \end{aligned}$$

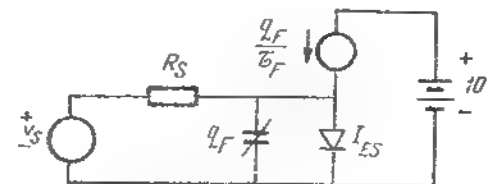


Fig. P. 8.4.4

(d) Schema echivalentă aproximativă pentru $t > t_T$ este dată în fig. P.8.4.4.
(e) În acest domeniu, curentul de bază este fixat la

$$i_B = \frac{v_S - V_T}{R_S} \approx 4,6 \text{ mA.}$$

Sarcina din bază, care are inițial valoarea

$$q_F(V_T) = 26 \text{ pC},$$

este dată de

$$\frac{dq_F}{dt} + \frac{q_F}{\tau_{BF}} = I_B \quad \tau_{BF} = \beta_F \tau_F = 500 \text{ ns}.$$

Soluția este dată în fig. P.8.4.5.

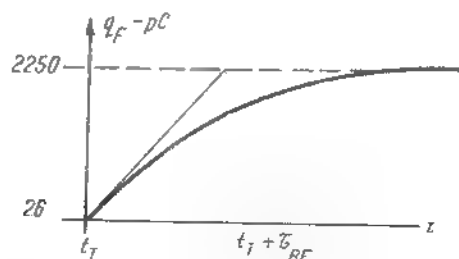


Fig. P. 8.4.5

În acest caz, avem :

$$\left. \begin{aligned} I_B(t) &\approx 4,6 \text{ mA} \\ V_{BE}(t) &\approx 0,4 \text{ V} \\ I_C(t) &\approx 225 (1 - e^{-(t-t_T)/\tau_{BF}}) \end{aligned} \right\} t > t_T \quad \tau_{BF} = 500 \text{ ns}.$$

(f) Formele de undă sint date în fig. P.8.4.6.

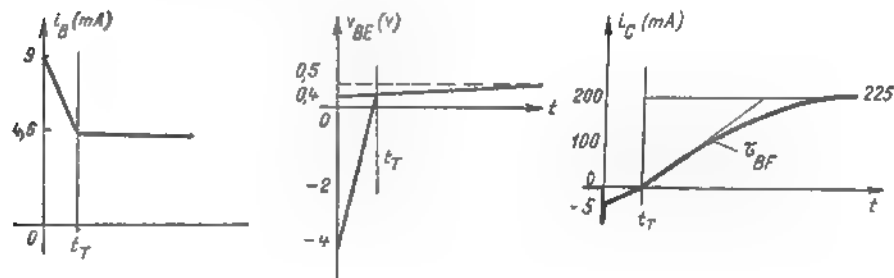


Fig. P. 8.4.6

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.5

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10 \text{ mA}}{0,5 \text{ mA}} = 20.$$

$$\text{Panta inițială} = \frac{\beta_F I_B}{\tau_{BF}} = \frac{I_C}{\tau_{BF}} = 25 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}}$$

$$\tau_{BF} = \frac{I_C}{25 \frac{\text{mA}}{\mu\text{s}}} = \frac{10}{25} \mu\text{s} = 0,4 \mu\text{s}$$

$$\tau_F = \frac{\tau_{BF}}{\beta_F} = \frac{400 \text{ ns}}{20} = 20 \text{ ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 8.6

$$(a) \quad I_B = \frac{V}{R} = \frac{15 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 0,75 \text{ mA}.$$

$$\beta_F = \frac{30}{0,75} = 40$$

$$\tau_{BF} RC = 20 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-12} = 1200 \cdot 10^{-9} \text{ s} = 1,2 \mu\text{s}.$$

$$\tau_F = \frac{\tau_{BF}}{\beta_F} = \frac{1200}{40} = 30 \text{ ns}.$$

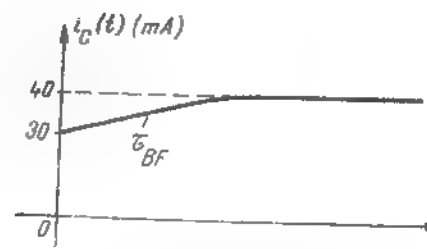


Fig. P. 8.6.1

(b) Curba este dată în fig. P.8.6.1

(c) Curba este dată în fig. P.8.6.2

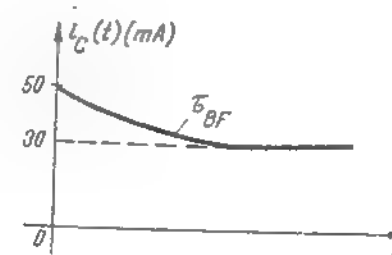


Fig. P. 8.6.2

PROBLEME LA CAP. 9

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.2

(a) Într-un dispozitiv cu canal n , golurile reprezintă purtătorii principali. În cazul unei variații Δp a densității golurilor, a unei mobilități μ_n a golurilor și a unui cîmp \mathcal{E}_y în canal, rezultă o densitate a curentului în canal de

$$J_y = q \mu_n \Delta p \mathcal{E}_y.$$

(b) Curentul total în canal este:

$$I_y = q \mu_n \int_0^d \Delta p \mathcal{E}_y dx$$

unde h este lărgimea canalului și d adîncimea sa. Întrucît \mathcal{E}_y este independent de x , avem:

$$I_y = q \mu_n h \mathcal{E}_y \int_0^d \Delta p dx.$$

Sarcina totală a canalului (pe unitatea de suprafață) este

$$q \int_0^d \Delta p dx$$

sau, utilizînd legea lui Gauss:

$$-e \mathcal{E}_y = q \int_0^d \Delta p dx.$$

Deci

$$I_y = -e h \mu_n \mathcal{E}_y \mathcal{E}_y.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.5

(a) Ecuația integrală care ne interesează este

$$I_D \int_0^V dy = \frac{h \mu_n e}{W} \int_0^V (V_{GS} - V) dV \quad V_{GS} = V_{DS}.$$

Astfel

$$I_D y = \frac{h \mu_n e}{W} \left[V_{DS} V - \frac{V^2}{2} \right].$$

(b) Pentru $V_{GS} = V_{DS}$ ecuația (9.26) conduce la

$$I_D = \frac{h \mu_n e}{W L} \frac{V_{DS}^2}{2}.$$

$$\text{Astfel avem: } \frac{V_{DS}^2}{2} (y/L) = V_{DS} V - \frac{V^2}{2}.$$

Din ultima ecuație se deduce:

$$V = V_{DS} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{y}{L}} \right]$$

relație care e reprezentată în fig. P.9.5.1.

$$(c) \mathcal{E}_y = -\frac{dV}{dy} = -\frac{V_{DS}}{2L} \left(1 - \frac{y}{L} \right)^{-1/2}; \mathcal{E}_y = -\frac{V_{DS}}{2L} \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{y}{L}}} \right).$$

Din fig. P.9.5.2 se observă faptul că cîmpul este singular la $y = L$. Deoarece canalul are o sarcină foarte apropiată de zero, cîmpul trebuie să fie foarte mare pentru a produce un curent diferit de zero.

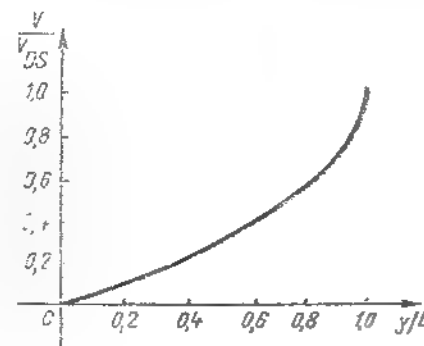


Fig. P. 9.5.1

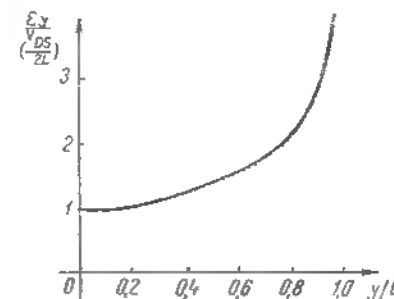


Fig. P. 9.5.2

(d) Din ecuația (9.37):

$$Q_G = \frac{he}{W} V_{DS} \int_0^L \left(1 - \frac{y}{L} \right)^{1/2} dy.$$

Punind $1 - \frac{y}{L} = u$; $dy = -L du$.

$$Q_G = -\frac{heL}{W} V_{DS} \int_1^0 u^{1/2} du = -\frac{hEL}{W} V_{DS} \left. \frac{2}{3} u^{3/2} \right|_0^1$$

$$Q_G = \frac{2heL}{3W} V_{DS}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.7

(a) Din ecuația (9.36) avem:

$$s_y = -\frac{dV}{dy} = -\frac{V_{DS}}{2L} \left(1 - \frac{y}{L}\right)^{-1/2}.$$

Astfel, viteza de conducție a electronilor $U_y(u)$ este:

$$U_y = -\mu_e s_y = \frac{\mu_e V_{DS}}{2L} \left(1 - \frac{y}{L}\right)^{-1/2}.$$

(b) Timpul total de tranzit este:

$$t = \int_0^L \frac{dy}{U_y} = \frac{2L}{\mu_e V_{DS}} \int_0^L \left(1 - \frac{y}{L}\right)^{1/2} dy.$$

Punind $1 - \frac{y}{L} = w$; $dy = -Ldw$,

$$t = \frac{2L^2}{\mu_e V_{DS}} \int_0^1 w^{1/2} dw = \frac{4L^2}{3\mu_e V_{DS}}$$

$$t = \frac{4L^2}{3\mu_e V_{DS}}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.9

(a) Ecuația (9.31a) este:

$$I_D = \frac{h\mu_e e}{WL} \left[(V_{GS} - V_P) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

Cînd V_{DS} este mic (comparativ cu $V_{GS} - V_P$) avem:

$$I_D \approx \frac{h\mu_e e}{WL} (V_{GS} - V_P) V_{DS}$$

și deci, conductanța sursă-drenă este:

$$G_G = \frac{I_D}{V_{DS}} = \frac{h\mu_e e}{WL} (V_{GS} - V_P).$$

(b) Prin definiție $G_G = -\frac{h\mu_e e}{WL} V_P$; aceasta este pozitivă deoarece V_P este negativ

într-un TEC cu canal n . Ecuația curentului de drenă la saturație (9.31b) arată că:

$$I_D = -\frac{G_G}{2V_P} (V_{GS} - V_P)^2.$$

(c) Prin definiție, $I_{D0} = -\frac{G_G V_P}{2}$ (o cantitate pozitivă).

(d) Se observă că $V_{GS} - V_P$ este mai mic decât V_{DS} . În consecință, curentul de drenă este saturat:

$$I_D = +\frac{5 \cdot 10^{-4}}{6} (5)^2 \approx 2,1 \text{ mA};$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_o = 6,7 \text{ pF}, \quad \tau_t = -\frac{Q_G}{I_D} = \frac{5 \cdot 6,7 \cdot 10^{-15}}{2,1 \cdot 10^{-3}} \approx 16 \text{ ns}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.10

Dacă $V_{GS} = V_{DS}$, curentul de drenă este la marginea saturației și, deci, se poate aplica ecuația (9.26):

$$I_D = \frac{h\mu_e e}{WL} \left(\frac{V_{GS}}{2} \right)^2$$

$$\text{Deci } \frac{h\mu_e e}{WL} = \frac{2I_D}{V_{GS}^2} = \frac{8}{25} = 0,32 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}.$$

(a) Tranzistorul lucrează cu un curent de drenă saturat? Să presupunem că $V_{DS} > V_{GS}$ și să verificăm dacă este așa. La saturație, când $V_{GS} = 5$ V, curentul de drenă este:

$$I_D = 0,32 \frac{25}{2} = 4 \text{ mA.}$$

Căderea de tensiune la bornele sarcinii de 1 k Ω este de 4 V, iar tensiunea drenă-sursă este de 16 V. Deci ipoteza făcută se verifică—tranzistorul lucrează cu un curent de drenă saturat.

(b) În zona de saturație a caracteristicii capacitatea de intrare este constantă avînd valoarea $\frac{2}{3} \cdot 5 \text{ pF} = 3,3 \text{ pF}$. Tensiunea grilă-sursă are variații exponențiale cu constanta de timp

$$R_s C_{gs} = 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^{-12} = 3,3 \cdot 10^{-9} = 0,33 \text{ } \mu\text{s.}$$

Variația tensiunii V_{GS} cu timpul este prezentată în fig. P.9.10.1.

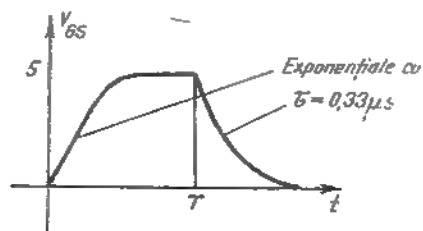


Fig. P. 9.10.1

Variația în timp a curentului i_D nu este exponențială, avînd expresia:

$$i_D(t) = 0,32 \frac{V_{GS}^2(t)}{2} = 0,16 V_{GS}^2(t).$$

Prin urmare, $v_o(t)$ este:

$$v_o(t) = 20 - 0,16 V_{GS}^2(t) \text{ [V]}$$

și are variația reprezentată în fig. P.9.10.2.

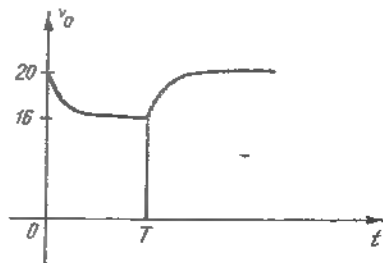


Fig. P. 9.10.2

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 9.11

Rezistența canalului depinde de V_C după următoarea lege [vezi ecuația (9.16)]:

$$R_D = \frac{\text{Const}}{V_C} \quad \text{pentru } V_C > 0$$

$$R_D \rightarrow \infty \quad \text{pentru } V_C < 0.$$

Ținînd seama că $R_D = 10 \text{ k}\Omega$ pentru $V_C = 1 \text{ V}$ avem

$$R_D = \frac{10}{V_C} \text{ k}\Omega;$$

pentru V_C exprimat în volți.

Raportul v_o/v_i este:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_D}{R_D + R_S} = \frac{10/V_C}{10/V_C + 5} = \frac{10}{10 + 5V_C},$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{2}{2 + V_C} \quad \text{pentru } V_C \text{ în volți și } V_C > 0,$$

iar variația cu V_C este prezentată în figura 9.11.

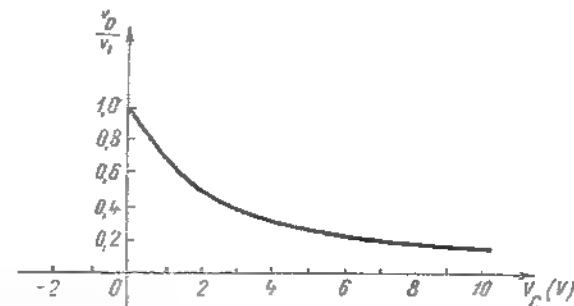


Fig. P. 9.11

PROBLEME LA CAP. 10

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 10.2

$$(a) \quad \psi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = \frac{kT}{q} \ln 10^{13} = \frac{kT}{q} \cdot 13 \cdot 2,3$$

$$= 30 \frac{kT}{q} = 0,75 \text{ V.}$$

$$(b) V_P = - \frac{a^2 q N_D}{2E} = - \frac{(2 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{15}}{2 \cdot 10^{-18}} = -3,2 \text{ V.}$$

$$(c) G_0 = \frac{2q \mu_n n_0 h a}{L} = \frac{3,2 \cdot 10^{-19} \cdot 10^4 \cdot 10^{15} \cdot 10^{-8} \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10^{-3}} = 3,2 \cdot 10^{-4} \text{ S.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 10.4

(a) Curentul de drenă maxim, ținând seama de ecuația (10.12) și de faptul că $V_{DS} > V_{GS} - V_P$ este $I_{DO} = -\frac{G_0 V_P}{3}$; el este pozitiv, deoarece V_P este negativ într-un dispozitiv cu canal n.

$$(b) I_{DO} = \frac{3,2 \cdot 10^{-4} \cdot 3,2}{3} = 0,34 \text{ mA.}$$

PROBLEME LA CAP. 11

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.1

Transconductanța de semnal mic g_m este definită ca:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}$$

$$\text{Astfel: } g_m = \frac{h\mu_n e}{WL} V_{DS}.$$

Conductanța de drenă de semnal mic este definită de:

$$g_0 = \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}$$

$$\text{Astfel: } g_0 = \frac{h\mu_n e}{WL} (V_{GS} - V_{DS}).$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.2

$$\text{Ecuația (11.8b) este } g_m = \frac{h\mu_n}{WL} (V_{GS} - V_P).$$

Componenta statică a curentului de drenă este:

$$I_D = \frac{h\mu_n e}{WL} \frac{(V_{GS} - V_P)^2}{2}.$$

$$\text{Astfel: } g_m = 2I_D (V_{GS} - V_P)^{-1}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.5

Pentru $\Delta v_{EB} = \Delta v_{EB} e^{j\omega t}$, ecuațiile (11.18) și (11.24) devin:

$$\Delta I_C = \Delta I_C e^{j\omega t} \text{ și } \Delta I_E = \Delta I_E e^{j\omega t}$$

$$\Delta I_C = -g_m \Delta V_{EB}$$

$$\Delta I_E = -(g_m + j\omega C_b) \Delta V_{EB}.$$

Reportul variațiilor totale $\Delta I_E / \Delta I_C$ este:

$$\frac{\Delta I_E}{\Delta I_C} = \frac{g_m + j\omega C_b}{g_m}.$$

Întrucât $g_m = g_m / \beta_0$, curentul de bază va fi mult mai mic decât curentul de colector ori de câte ori:

$$\omega C_b \ll g_m,$$

sau, ținând seama că $C_b = \tau_B g_m$, ori de câte ori

$$\omega \tau_B \ll 1.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.7

g_m se calculează pe baza definiției:

$$g_m = \frac{q}{kT} |I_E| = 0,08 \text{ S.}$$

r_π se obține utilizând ecuația (6.15 c) și valoarea lui g_m calculată anterior:

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{1}{g_m} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = 1,25 \cdot 10^3 \Omega.$$

Din ecuațiile (11.20b) și (11.20c) se obține (pentru o capacitate neglijabilă a stratului de sarcină spațială din emitor):

$$C_\pi = \frac{\Delta q_F}{V_{BE}} = \frac{\Delta q_F}{I_C} \cdot \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = g_m \frac{\Delta q_F}{I_C} = 160 \text{ pF}$$

C_π se calculează din definiția:

$$C_\pi = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = 30 \text{ pF.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.8

(a) Utilizând modelul static al tranzistorului din fig. 7.9, a, circuitul poate fi modelat ca în figura P. 11.8.]

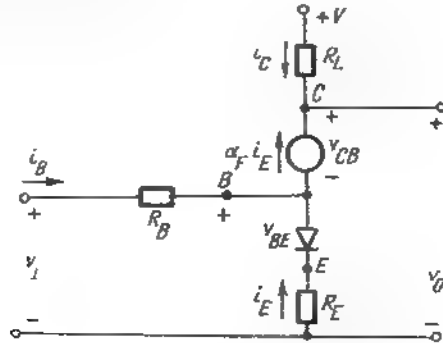


Fig. P. 11.8

Aplicând legea lui Kirchhoff pentru tensiuni se obțin două ecuații:

$$-i_E R_E + i_C R_L = V - v_{CB}; \quad (a)$$

$$-i_E R_E + i_E R_E = v_I \quad (b)$$

Legea lui Kirchhoff pentru curenți conduce la:

$$i_B = -(1 - \alpha_F) i_E \quad (c)$$

iar generatorul dependent implică:

$$i_C = -\alpha_F i_E. \quad (d)$$

Înlocuind (c) în (b) se obține:

$$-i_E \cdot \frac{v_I}{R_E + (1 - \alpha_F) R_E}. \quad (e)$$

Deci, joncțiunea emitorului va fi direct polarizată ($-i_E > 0$) ori de câte ori v_I va fi pozitiv. Introducând (d) și (e) în (a) se obține:

$$V - v_{CB} = R_E (-i_E) + \alpha_F R_L (-i_E) = \frac{R_E + \alpha_F R_L}{R_E + (1 - \alpha_F) R_E} v_I$$

$$v_{CB} = V - \frac{R_E + \alpha_F R_L}{R_E + (1 - \alpha_F) R_E} v_I.$$

Astfel, joncțiunea colectorului va fi invers polarizată ($v_{CB} > 0$) ori de câte ori:

$$v_I < \frac{R_E + (1 - \alpha_F) R_E}{R_E + \alpha_F R_L} V.$$

De observat că, întrucât $1 - \alpha_F \approx 0$, această relație reprezintă un divizor de tensiune:

$$V_I < \frac{R_E}{R_E + R_L} V.$$

În concluzie regiunea activă este definită de

$$0 < v_I < \frac{R_E + (1 - \alpha_F) R_E}{R_E + \alpha_F R_L} V.$$

(b) Din relațiile (d) și (e) rezultă

$$i_C = -\alpha_F i_E \frac{\alpha_F v_I}{R_E + (1 - \alpha_F) R_E}.$$

Pentru tensiuni și curenți de semnal mic, această relație devine:

$$i_c = \frac{\alpha_F v_i}{R_E + (1 - \alpha_F) R_E}.$$

Întrucât $r_e = -R_L i_c$ avem:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{\alpha_F R_L}{R_E + (1 - \alpha_F) R_E} = - \frac{\beta_F R_L}{R_E + (\beta_F + 1) R_E}.$$

(c)

$$\gamma = \frac{\frac{dA_v}{A_v}}{\frac{d\beta_F}{\beta_F}} = \frac{\beta_F}{A_v} \frac{dA_v}{d\beta_F}.$$

Astfel

$$\gamma = \frac{R_E + R_L}{R_E + (\beta_F + 1) R_E}.$$

$$(d) \quad A_v (R_E \approx 0) = - \frac{\beta_F R_L}{R_E} = - \frac{10^3 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^2} = -2000$$

$$\gamma (R_E = 0) = \frac{R_E}{R_E} = 1.$$

Dacă β_F scade cu 20 %, atunci și A_v ($R_E = 0$) va scădea. Deci, A_v ($R_E = 0$) \rightarrow 1 600.
(e) Din expresia lui γ se obține

$$R_E \approx \frac{1 - \gamma}{\gamma (\beta_F + 1) - 1} R_B.$$

Pentru $\gamma = 0,1$ și $\beta_F = 100$ vom avea

$$R_E' = \frac{0,9 R_B}{(0,1)(101) - 1} = 0,1 = 50\Omega.$$

Pentru această valoare a lui γ :

$$A_v \approx -180$$

$$\frac{dA_v}{A_v} = \gamma \frac{d\beta_F}{\beta_F} = 2\%.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.9

Vom scrie trei perechi de ecuații, echivalente între ele:

$$(1) \quad I_b = (sC_b + g_\pi) V_{be}, \quad I_c = g_m V_{be};$$

$$(2) \quad I_b = (sC_b + g_\pi) V_{be}, \quad I_c = \frac{g_m I_b}{sC_b + g_\pi};$$

$$(3) \quad I_e = -I_b - I_c = (sC_b + g_\pi + g_m) V_{be},$$

$$I_c = -g_m V_{be} = \frac{-g_m I_e}{sC_b + g_\pi + g_m}.$$

Aceste perechi de ecuații sugerează următoarele trei modele de semnal mic.

(1) În fig. P.11.9.1 se prezintă modelul obișnuit, hibrid, în π .

$$(2) \quad \beta(s) = \frac{g_m}{g_\pi + sC_b} = \frac{\beta_o}{1 + s \left(\frac{C_b}{g_\pi} \right)}.$$

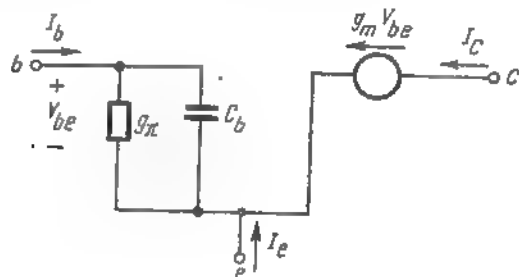


Fig. P. 11.9.1

În fig. P.11.9.2 este prezentat modelul în T cu emitorul comun, fără a ține seama de capacitățile joncțiunilor. Frecvența de întrerupere a generatorului dependent este definită ca ω_β , frecvența de tăiere a lui β . Deci:

$$\omega_\beta = \frac{g_\pi}{C_b}.$$

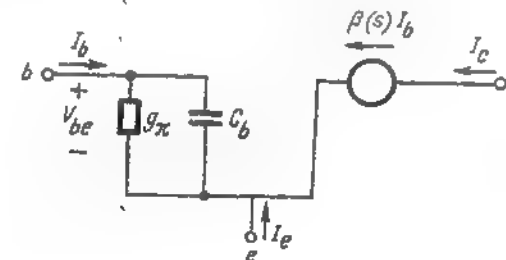


Fig. P. 11.9.2

$$(3) \quad \alpha(s) = \frac{g_m}{g_m + g_\pi + sC_b} \approx \frac{\alpha_o}{1 + s \frac{C_b}{g_m}}.$$

În fig. P.11.9.3 este prezentată schema echivalentă în T cu baza comună (neglijând din nou capacitățile joncțiunilor). Frecvența de întrerupere a generatorului dependent este definită ca ω_α , frecvența de tăiere a lui α .

Adică:

$$\omega_\alpha = \frac{C_b}{g_m + g_\pi} \approx \frac{C_b}{g_m}.$$

De notat că $\omega_\alpha = \beta_o \omega_\beta$.

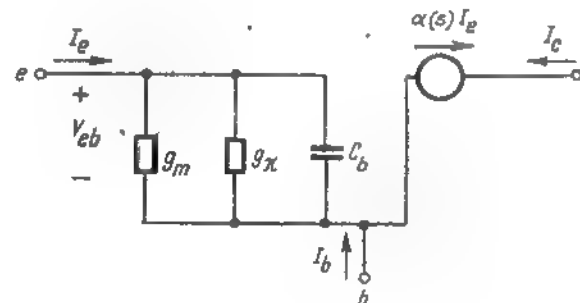


Fig. P. 11.9.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.10

Pentru calculul punctului static de funcționare, considerăm capacitatea ca un scurtcircuit și utilizăm schema echivalentă din fig. 7.10 reprezentată din nou în fig. P.11.10.1.

$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{BE} - V_C}{R_B}$$

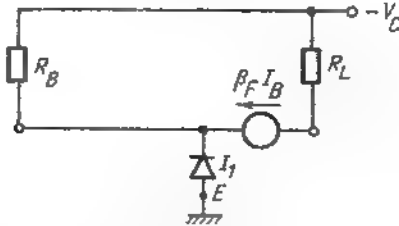


Fig. P. 11.10.1

Pentru un emitor polarizat direct, căderea de tensiune pe joncțiune va fi de câteva zecimi de volt. Rezultă deci, fără a mai efectua calculele :

$$V_{BE} \ll V_C$$

și deci că

$$I_B \approx -\frac{V_C}{R_B}$$

Din schema echivalentă

$$I_C = \beta_F I_B = -\frac{\beta_F V_C}{R_B} = 5 \text{ mA.}$$

V_{CE} se calculează utilizând această expresie pentru I_C și legea lui Kirchhoff pentru tensiuni

$$V_{CE} = -V_C - I_C R_L = -V_C + \frac{\beta_F R_L V_C}{R_B}$$

$$V_{CE} = \left[\frac{\beta_F R_L}{R_B} - 1 \right] V_C = -5 \text{ V}$$

(b) Circuitul este cel din fig. P.11.10.2.

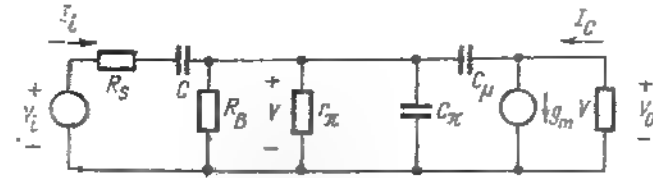


Fig. P. 11.10.2

(c) Pentru domeniul de frecvențe specificat, circuitul devine cel din fig. P.11.10.3.

$$\frac{V_i}{I_i} = R_S + (R_B \parallel r_{\pi}) = 2,3 \text{ k}\Omega$$

$$V_o = -(g_m V) R_L = -g_m R_L \frac{R_B \parallel r_{\pi}}{R_S + (R_B \parallel r_{\pi})} V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m R_L (R_B \parallel r_{\pi})}{R_S + (R_B \parallel r_{\pi})} \approx -22.$$

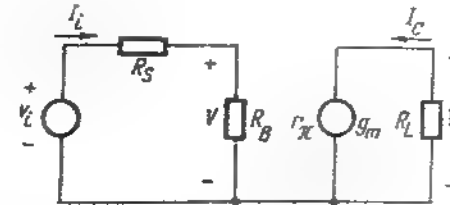


Fig. P. 11.10.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.11

Pentru calculul punctului static de funcționare, considerăm capacitățile ca circuite deschise și utilizăm schema echivalentă din problema 7.10. Rezultă circuitul din figura P.11.11.1.

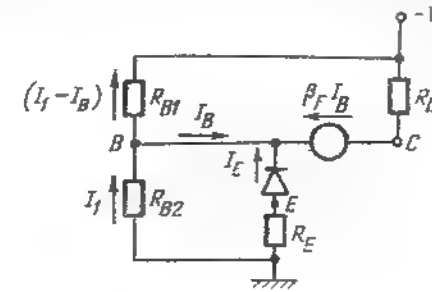


Fig. P. 11.11.1

Însumind tensiunile pe R_{B1} și R_{B2} obținem :

$$R_{B2} I_1 + R_{B1} (I_1 - I_B) = V_C.$$

Deci,

$$I_1 = \frac{V_C + R_{B1} I_B}{R_{B1} + R_{B2}}$$

și

$$V_B = -R_{B2} I_1 = -\frac{R_{B2} (V_C + R_{B1} I_B)}{R_{B1} + R_{B2}}.$$

O a doua expresie pentru V_B se obține însumind tensiunile în circuitul emitorului.

$$\begin{aligned} V_B &= -I_E R_E + V_{BE} = \\ &= R_E (I_B + \beta_F I_B) + V_{BE} = \\ &= (1 + \beta_F) R_E I_B + V_{BE}. \end{aligned}$$

Egalind cele două expresii ale lui V_B și rezolvind pentru I_B , se obține :

$$I_B = -\frac{R_{B2} V_C - (R_{B1} + R_{B2}) V_{BE}}{R_E (R_{B1} + R_{B2}) (1 + \beta_F) + R_{B1} R_{B2}}.$$

(Observație : Pentru $R_{B2} \rightarrow \infty$ și $R_E = 0$, această expresie a lui I_B se reduce la expresia, corespunzătoare din problema P. 11.10). Întrucât $I_B = -I_E / \beta_F + 1$, avem :

$$I_E = \frac{R_{B2} V_C - (R_{B1} + R_{B2}) V_{BE}}{R_E (R_{B1} + R_{B2}) + \frac{R_{B1} R_{B2}}{(\beta_F + 1)}}.$$

Reprezentind grafic această expresie în planul $I_E - V_{BE}$ al caracteristicilor tranzistorului am putea afla valoarea lui V_{BE} , așa cum rezultă din fig. P.11.11.2.

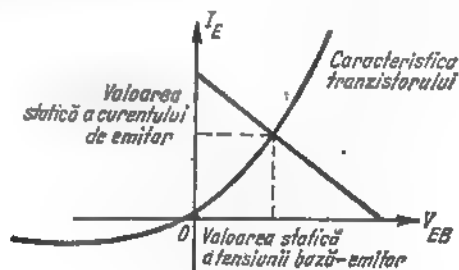


Fig P. 11.11.2

În condiții normale de funcționare,

$$|V_{BE}| \ll \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_C$$

așa încât analiza grafică nu e practic necesară. Deci :

$$I_B \approx -\frac{R_{B2} V_C}{R_E (R_{B1} + R_{B2}) (1 + \beta_F) + R_{B1} R_{B2}};$$

$$I_C = \beta_F I_B = -\frac{\beta_F R_{B2} V_C}{R_E (R_{B1} + R_{B2}) (1 + \beta_F) + R_{B1} R_{B2}};$$

$$V_{CE} = -V_C - I_C R_L;$$

$$V_{CE} = \left[\frac{\beta_F R_{B2} R_L}{R_E (R_{B1} + R_{B2}) (1 + \beta_F)} - 1 \right] V_C.$$

Desigur, acest calcul ar fi fost mult mai simplu, dacă am fi presupus de la început (așa cum se sugerează în enunțul problemei) că :

$$|I_B| \ll I_1 \text{ și } |V_{BE}| \ll |V_B|$$

(b) Circuitul se prezintă în fig. P.11.11.3.

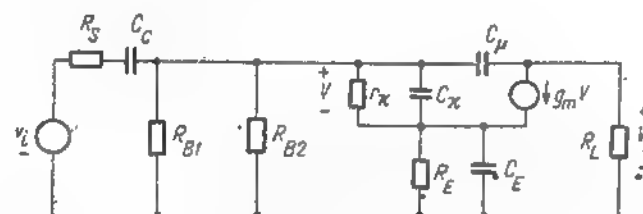


Fig. P. 11.11.3

(c) Vom începe cu rezolvarea punctului (2) deoarece rezultatele de la punctul (1) se obțin din acestea, punind condiția $R_E = 0$.

2)

C_μ , C_π și C_E sînt circuite deschise.

C_C este un scurtcircuit.

Schema echivalentă a circuitului este cea din fig. P. 11.11.4 unde s-a definit $R_E = R_{E1} || R_{E2}$. Curentul total prin R_E este

$$I_E + g_m V = I_\pi (1 + g_m r_\pi).$$

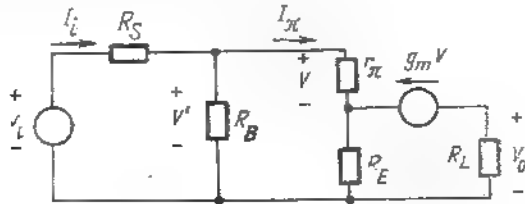


Fig. P. 11.11.4

Deci,

$$V' = [r_\pi + R_B (1 + g_m r_\pi)] I_\pi,$$

$$\frac{V'}{I_\pi} = r_\pi + R_B (1 + g_m r_\pi).$$

Prin urmare, rezistența efectivă a porțiunii de circuit străbătută de I_π este:

$$R_{ef} = r_\pi + R_B (1 + g_m r_\pi).$$

Circuitul echivalent de intrare este dat în fig. P. 11.11.5. Găsim prin urmare că:

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_i} = R_S + R_B || R_{ef}.$$

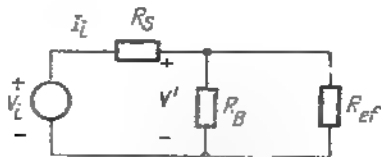


Fig. P. 11.11.5

Vom calcula acum pe V_o/V_i , utilizând relațiile:

$$V' = \left(1 + \frac{R_S}{R_{in}}\right) V_i \text{ și } I = \frac{V'}{R_{ef}} = \frac{1 - \frac{R_S}{R_{in}} V_i}{R_{ef}}.$$

Înlocuind acestea în:

$$V_o = -I_o R_L = -g_m R_L V = -g_m R_L r_\pi I_\pi,$$

obținem

$$V_o = -g_m R_L r_\pi \frac{\left(1 - \frac{R_S}{R_{in}}\right) V_i}{R_{ef}}.$$

Prin urmare,

$$\frac{V_o}{V_i} = \text{cîștig} = -\frac{g_m R_L r_\pi \left(1 - \frac{R_S}{R_{in}}\right)}{R_{ef}}.$$

Înlocuim acum parametri dați:

$$R_{in} = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

Deci

$$\frac{V_o}{V_i} = 0,485.$$

Punctul (1) se rezolvă ca și punctul (2), înlocuind $R_E = 0$.

$$R_{in} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -20.$$

Evident, capacitatea de decuplare a emitorului s-a introdus pentru a mări cîștigul față de cazul în care R_E ar fi fost nedecuplat.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.12

(a) Circuitul este cel din fig. P.11.12.

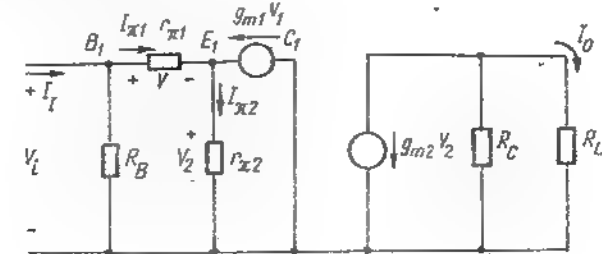


Fig. P. 11.12

(b) Îi vom calcula întâi pe R_i , deoarece astfel vom obține expresii utile pentru calculul lui G .

$$V_1 = r_{\pi 1} I_{\pi 1};$$

$$\begin{aligned} V_2 &= r_{\pi 2} I_{\pi 2} = r_{\pi 2} (I_{\pi 1} + g_{m1} V_1) = \\ &= r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1}) I_{\pi 1}; \end{aligned}$$

$$V_4 = V_1 + V_2 = \{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1})\} I_{\pi 1}.$$

Rezistența efectivă pe care o străbate curentul $I_{\pi 1}$ este

$$R_{ef} = \frac{V_4}{I_{\pi 1}} = r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1}).$$

Rezistența de intrare R_i este dată de rezistențele R_B și R_{ef} montate în paralel:

$$R_i = R_B || R_{ef};$$

$$R_i = R_B || \{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1})\}.$$

Pentru a calcula pe G , este necesar să exprimăm pe V_2 în funcție de V_i . Din rezultatele precedente obținem

$$\begin{aligned} V_2 &= r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1}) I_{\pi 1} = \\ &= r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1}) \frac{V_i}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1})} = \\ &= \frac{r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1}) V_i}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1})}. \end{aligned}$$

Înlocuind aceasta în:

$$I_o = - \frac{g_{m2} V_2 (R_O || R_L)}{R_L},$$

obținem

$$G = \frac{I_o}{V_i} = - \frac{g_{m2} r_{\pi 2} (R_O || R_L) (1 + g_{m1} r_{\pi 1})}{R_L (r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + g_{m1} r_{\pi 1}))}$$

sau, utilizând $g_{m1} r_{\pi 1} = \beta_{01}$, $g_{m2} r_{\pi 2} = \beta_{02}$, avem:

$$G = - \frac{(\beta_{01} + 1) \beta_{02} R_O || R_L}{R_L (r_{\pi 1} + r_{\pi 2} (1 + \beta_{01}))}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.13

(a) Circuitul este cel din fig. P. 11.13.1.

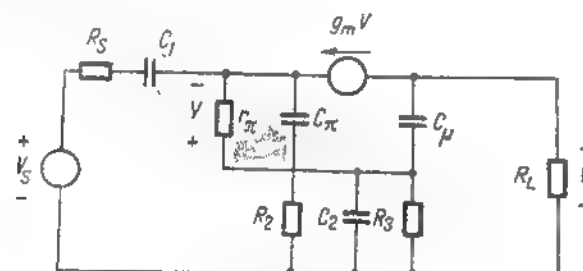


Fig. P. 11.13.1

(b) În mijlocul benzii C_2 și C_3 sînt scurtcircuite, iar C_{π} și C_{μ} sînt circuite deschise (fig. P.11.13.2).

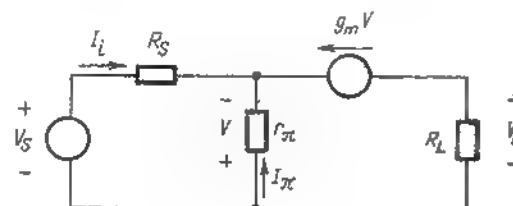


Fig. P. 11.13.2

(c) $V = r_{\pi} I_{\pi}$ și $I_{\pi} = -g_m V - I_i$.

Deci:

$$V = - \frac{r_{\pi} I_i}{1 + g_m r_{\pi}} = - \frac{r_{\pi} I_i}{1 + \beta_0}.$$

Atunci:

$$V_o = R_S I_i - V = - \frac{R_S}{r_{\pi}} V (1 + \beta_0) - V = - \left\{ 1 + \frac{R_S}{r_{\pi}} (1 + \beta_0) \right\} V.$$

Rezolvînd în funcție de V și înlocuind în

$$V_o = -r_m V R_L,$$

obținem

$$V_o = -g_m V = -g_m R_L \left\{ \frac{V_s}{1 + \frac{R_s}{r_\pi} (1 + \beta_o)} \right\},$$

sau

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_s}{r_\pi} (1 + \beta_o)}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 11.14

Circuitul echivalent la semnal mic al circuitului complet este ilustrat mai jos :

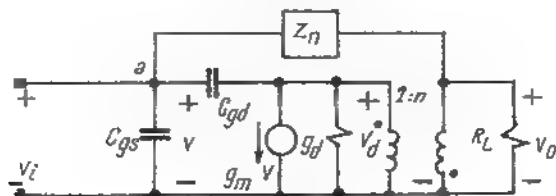


Fig. P. 11.14

Deoarece $v_o = -n v_d$, curentul care intră în nodul a datorită impedanței Z_n are expresia $(-n v_d - v_i)/Z_n$. Curentul care intră în nodul a și trece prin condensatorul C_{gs} este : $(v_i - v_i)/s C_{gs}$. Dacă alegem $Z_n = \frac{n}{s C_{gs}}$, adică dacă Z_n este compusă dintr-o capacitate de valoare C_{gs}/n , curentul total datorat lui Z_n și C_{gs} este :

$$V_i s \left(\frac{C_{gs}}{n} + C_{gs} \right).$$

Deci, în aceste condiții dispăre reacția datorită lui C_{gs} , iar încărcarea aparentă de la intrare datorită lui C_{gs} și Z_n este de natura unei capacități de valoare $C_{gs} \left(1 + \frac{1}{n} \right)$. Valoarea dorită a lui Z_n este :

$$Z_n = \frac{n}{s C_{gs}}.$$

PROBLEME LA CAP. 12

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.1

Parametrul z_i este definit ca :

$$z_i = \frac{V_i}{I_i}, \text{ cu } I_o = 0. \quad (1)$$

Pentru a exprima z_i în funcție de parametrii y , se face I_o egal cu zero în ecuația (12.1) și se explicitază V_i/I_i .

$$I_i = y_i V_i + y_r V_o; \quad (2)$$

$$0 = y_f V_i + y_o V_o. \quad (3)$$

Înlocuind pe V_o din ecuația (2) în ecuația (3) se obține :

$$I_i = y_i V_i + y_r \left(-\frac{y_f V_i}{y_o} \right). \quad (4)$$

Deci s-a obținut relația (12.35).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.3

În loc să alegem tensiunile (sau curenții) drept variabile independente pentru descrierea sub formă de cuadripol a circuitului, așa cum s-a procedat în § 12.1, vom alege o combinație linară a acestora. Variabilele independente vor fi deci de forma :

$$a_1 = \frac{1}{2 \sqrt{Z_o}} (v_1 + Z_o i_1), \quad (1)$$

$$a_2 = \frac{1}{2 \sqrt{Z_o}} (v_2 + Z_o i_2), \quad (2)$$

ar variabilele dependente sînt de forma :

$$b_1 = \frac{1}{2 \sqrt{Z_o}} (v_1 - Z_o i_1) \quad (3)$$

$$b_2 = \frac{1}{2 \sqrt{Z_o}} (v_2 - Z_o i_2). \quad (4)$$

unde Z_o are de obicei valoarea 50Ω , pentru a se potrivi caracteristicii impedanței aparatului de măsurat. Ecuațiile cu parametrii S sînt :

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (5)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (6)$$

Exprimat în termenii măsurărilor asupra liniilor de transmisune, a_1 și a_2 sînt proporționali cu unda de tensiune incidentă în cuadripol, în timp ce b_1 și b_2 sînt proporționali cu unda de tensiune reflectată (v. figura P.12.3).

Relațiile (5) și (6) pot fi scrise în funcție de tensiuni și curenți, substituind variabilele a și b din relațiile (1), (2), (3) și (4) în relațiile (5) și (6) :

$$v_1 - Z_o i_1 = S_{11} (v_1 + Z_o i_1) + S_{12} (v_2 + Z_o i_2) \quad (7)$$

$$v_2 - Z_o i_2 = S_{21} (v_1 + Z_o i_1) + S_{22} (v_2 + Z_o i_2) \quad (8)$$

Pentru a determina relația dintre parametrii S și y se observă, de exemplu, că y_{11} este definit în condiția $V_2 = 0$. Deci, făcînd $V_2 = 0$ în relația (7) și (8), și exprimînd raportul I_1/V_1 se obține :

$$y_{11} = \frac{1}{Z_o} \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (9)$$

Prin calcule similare se obține y_{22} , y_{12} și y_{21} .

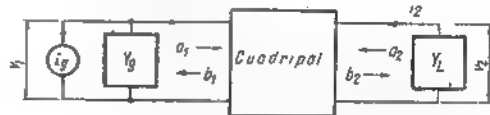


Fig. P. 12.3

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.4

Parametrul y_{11} este admitanța de intrare a cuadripolului, măsurată cu ieșirea în scurt-circuit. Scurtcircuitînd ieșirea circuitului echivalent din fig. 12.5, se obține direct :

$$y_{11} = g_x \text{ în serie cu } g_\pi + s(C_\pi + C_\mu) \quad (1)$$

$$= \frac{g_x (g_\pi + s C_\pi + s C_\mu)}{g_x + g_\pi + s C_\pi + s C_\mu} \quad (2)$$

Din ecuația (12.14) ω_B este frecvența la care

$$g_\pi = \omega (C_\pi + C_\mu) \quad (3)$$

Deci pentru frecvențe mult mai mari decît ω_B ,

$$g_\pi \ll \omega (C_\pi + C_\mu) \quad (4)$$

și relația (2) se simplifică la forma relației (12.22).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.6

Pentru a determina y_{12} din fig. 12.18, se scurtcircuitază terminalele de ieșire (ca la problema 12.4). Răspunsul este același ca al problemei 12.4 excepție făcînd adăugarea lui $s(C_{be} + C_{bc})$. Deci :

$$y_{12} = \frac{g_x (g_\pi + s C_\pi + s C_\mu)}{g_x + g_\pi + s C_\pi + s C_\mu} + s (C_{be} + C_{bc}) \quad (5)$$

Frecvența de tăiere ω_b este definită ca :

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = \frac{g_x}{C_\pi + C_\mu}$$

La frecvența mai mare decît ω_b , g_π și $g_\pi + g_\pi$ sînt mult mai mici decît $s(C_\pi + C_\mu)$, deci relația (1) se simplifică la :

$$y_{12} = g_x + s (C_{be} + C_{bc})$$

Deci pentru frecvențe mai mari decît ω_b ,

$$\operatorname{Re} [y_{12}] = g_x$$

Calculul parametrilor h este similar.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.10

Din fig. 12.15 la 5 V, $C_{ob} = C_\mu = 2,4$ pF. Aceasta este substanțial mai mică decît valoarea de 3,16 pF determinată prin interpolarea datelor tabelate în text pentru 10 V. Ele diferă datorită următoarelor două motive :

1. Chiar la 10 V cele două valori tabelate pentru C_{ob} nu sînt în concordanță.

Tabelul dă 2,5 pF, iar graficul 2,1 pF. Tranzistorul „tipic” din tabelă nu este în mod necesar același cu cel folosit în grafic, și de fapt poate fi o medie a multor citiri.

2. Puterea 1/3 pentru C_f se aplică joncțiunilor gradate liniar, iar dispozitivele difuzate nu au o asemenea gradație, așa cum am văzut în capitolul 5.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 12.14

Se știe din fig. 12.14 că f_T măsurat pentru tranzistorul 2N1613 la $I_C = 20$ mA și $V_{CE} = 30$ V este aproximativ $4 \times 20 = 80$ MHz. Deci admitanța de intrare introductivă (unde b_{ie} este negativ) apare la frecvențe apropiate și mai mari decât f_T .

Deoarece $\omega_T > \omega_b > \omega_\beta$, cunoaștem din relația (12.22) că y_{ie} pentru modul simplu în Π , este apropiat de valoarea lui g_m . Totuși această presupunere nu este valabilă datorită faptului că modelul nu este corect atât de aproape de ω_T , datorită limitărilor impuse în determinarea modelului (v. capitolul 11) și deoarece capacitatea extrinsecă între terminale este importantă în acest domeniu de frecvență.

PROBLEME LA CAP. 13.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.1

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$g_m = \frac{q I_C}{k T}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} \approx \frac{\frac{I_C}{I_B}}{\frac{q I_C}{k T}} = \frac{k T}{q I_B}$$

Subiecte suplimentare la capitolul 13

Circuitul de polarizare ilustrat în fig. 13.1 este folosit în mod frecvent în circuite integrate, deoarece pentru circuitele integrate este ușor să se asigure parametrii imperecheați și deoarece ele au aproximativ aceeași temperatură. Tranzistorul T_1 este conectat ca o diodă iar cele 2 joncțiuni emitor-bază sînt în paralel, deci:

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

Dacă se presupune că al doilea tranzistor nu îl încarcă pe primul, adică $I_{B1} \ll I$, atunci:

$$I = I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1).$$

$$I_C = \beta_F I_{ES}(e^{-qV_{EB}/kT} - 1) \approx I_{CS}.$$

Dacă se neglijează I_{CS} , atunci I_C este egal cu I , independent de variațiile de temperatură, deoarece β_F este aproape independent de variațiile de temperatură. Alegînd $R_{L1} = 2 R_{L2}$ ne asigurăm că T_2 este polarizat astfel încît punctul static de funcționare se află la mijlocul dreptei de sarcină.

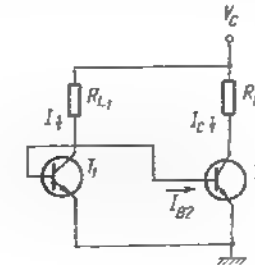


Fig. P. 13.1

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.2

Pentru aceste circuite de polarizare cu un singur etaj I_C crește cu temperatura, iar β_F crește cu temperatura (fig. 12.12); tabelul următor rezumă cerințele impuse de proiectare:

	β_F	I_C	V_D
$t_1 = 25^\circ\text{C}$	100	10 mA	0,6 V
$t_2 = 150^\circ\text{C}$	200	10,5 mA	0,35 V

Substituind aceste valori în ecuația (13.21) se găsește:

$$R_b = \frac{0,35 - 0,6 + (10,5 - 10,0) R_e}{10/100 - 10,5/200} = -5,25 + 10,5 R_e.$$

Valoarea minimă a lui R_e este 0,5 k Ω pentru ca R_b să fie pozitivă. O valoare de 1 k Ω pentru R_e va duce la $R_b = 5,25$ k Ω , o valoare care nu va șunta aprecieabil intrarea tranzistorului în mod corect, pentru $I_C = 10$ mA, $r_\pi = 100/400 = 0,25$ k Ω , deci aproape 95% din curentul de semnal de la intrare va intra în bază și numai 5% se va pierde în R_b .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.3

Pentru a obține un semnal vîrf la vîrf de 8 V pe rezistența $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, este necesar ca

$$I_C(\min) = 3/1 = 3 \text{ mA.}$$

Pentru a preîntîmpina saturația, trebuie să ne asigurăm că, la temperaturi înalte, tensiunea V_{CE} este minimum 0,5 V. Deci:

$$I_C(\max) = \frac{V_C - V_o - 0,5}{R_L + R_e} = \frac{10,5 - 3 - 0,5}{1 + R_e} = \frac{7}{1 + R_e}.$$

Valoarea maximă admisă pentru R_e este:

$$R_e(\max) = \frac{7}{3} - 1 = 1,33 \text{ k}\Omega.$$

Încercînd $R_e = 0,7 \text{ k}\Omega$ se obține:

$$I_C(\max) = \frac{7}{1,7} = 4,1 \text{ mA.}$$

Acum, din relația (13.21), folosind valorile tranzistorului din problema 13.2 se obține:

$$R_b = \frac{0,35 - 0,6 + (4,1 - 3) 0,7}{3/100 - 4,1/200} = 56 \text{ k}\Omega.$$

Pentru a determina valorile rezistențelor de polarizare din fig. 13.12, a se găsește, din relația (13.15), neglijînd I_B :

$$E_B = \frac{1}{100} (56 + 101 \times 0,7) + 0,6 = 4,5 \text{ V.}$$

Apoi, din relațiile (13.16) și (13.17):

$$R_1 = \frac{10,5}{4,5} \times 56 \approx 130 \text{ k}\Omega.$$

$$R_2 = \frac{130 \times 56}{130 - 56} \approx 100 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.4

Această problemă poate fi rezolvată fie pe calculator fie dînd fiecărui student o valoare diferită pentru R_e și apoi se reprezintă grafic rezultatele pentru întreaga grupă. Iată o soluție obținută pe calculator (unitățile sînt kilohmi).

R_e	R_b
0	50
0,05	20
0,1	-47,5
0,15	-490
0,2	380
0,3	151
0,4	110
0,5	87,5
0,6	70,8
0,7	56
0,8	43,7
0,9	31,6
1	20

Se observă că pentru această proiectare R_b tinde către infinit pentru R_e egal cu aproximativ 170 Ω .

De asemenea se observă că circuitul poate fi stabilizat pentru $R_e = 0$. Între $R_e = 0$ și $R_e = 170 \Omega$, curba lui R_b în funcție de R_e reprezintă o limită inferioară în sensul că orice valoare a lui R_b mai mare decît cea tabelată va determina valori ale curentului maxim I_C mai mici decît valoarea maximă obținută cu valoarea tabelată. De exemplu, pentru $R_e = 0$, $R_b = 50 \text{ k}\Omega$ va determina la $t = 150^\circ\text{C}$ o valoare $I_C = 7 \text{ mA}$, în timp ce valoarea $R_b = 60 \text{ k}\Omega$ permite o creștere a lui I_C la numai 6,8 mA.

Pentru R_e între 0,17 k Ω și 1,1 k Ω , valorile tabelate reprezintă limite superioare în sensul că orice valoare a lui R_b mai mică decît cea tabelată va fi acceptabilă; pentru astfel de valori, I_C va crește la o valoare mai mică decît $I_C(\max)$.

Observăm că alegînd $R_e = 0,2 \text{ k}\Omega$, $R_b = 380 \text{ k}\Omega$ și din relația (13.15) rezultă o valoare a lui E_B mai mare decît tensiunea de alimentare E_C , deci o valoare negativă a lui R_e . Din discuția precedentă, rezultă că reducînd R_b să zicem la valoarea 150 k Ω , se îmbunătățește stabilitatea și se obțin valori pozitive pentru R_1 și R_2 .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.6

$$\text{La } I_C = -4 \text{ mA,}$$

$$g_m = \frac{4}{25} = 0,16 \text{ S}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{100}{0,16} = 625 \Omega.$$

Datorită faptului că valoarea calculată a lui R_b era 10 k Ω , fracțiunea din curentul de intrare pierdută în R_b este:

$$\frac{0,625}{10 + 0,625} = 0,059 \text{ sau } 5,9\%.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.9

Pentru a asigura un mod de operare fără distorsiuni este necesar ca:

1. Să existe o cădere de tensiune suficient de mare pe R_L , pentru a accepta o amplitudine de 1,5 V. Deci:

$$I_{C(\min)} = \frac{V_o}{R_L}.$$

2. Să existe o cădere de tensiune suficient de mare pe tranzistor pentru a accepta amplitudinea de 1,5 V. Se cere $v_{CE(\min)} = 0,5$ V, deci punctul static de funcționare va fi la:

$$V_{CE(\min)} = 0,5 + V_o.$$

Pentru bucla colector-emitor din fig. 13.19:

$$V_C = V_{CE} + I_C(R_L + R_e) = 0,5 + V_o + I_C(R_L + R_e)$$

$$I_{C(\max)} = \frac{V_C - 0,5 - V_o}{R_L + R_e}.$$

Deoarece aceste două ecuații sînt exact aceleași ca în discuția despre emitorul comun iar relația (13.21) folosește numai mărimi de curent continuu, care sînt exact aceleași pentru fig. 13.19 și 13.21, a soluția este în continuare identică cu aceea din § 13.5.4. Un răspuns satisfăcător este $R_e = 0,15$ k Ω și $R_b = 3,2$ k Ω .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 13.10

Este necesară o cădere de tensiune suficient de mare pe R_e pentru a accepta amplitudinea semnalului de ieșire. Din

$$I_C(\min) = \frac{V_o}{R_e} = \frac{2}{0,1} = 20 \text{ mA}.$$

De asemenea, este necesară o cădere de tensiune suficientă între colectorul și emitorul tranzistorului (V_{CE}) pentru a accepta amplitudinea impusă, fără a se produce saturația.

Deci:

$$V_{CE(\min)} = 0,5 + V_o$$

$$I_{C(\max)} = \frac{V_C - 0,5 - V_o}{R_e} = \frac{6 - 0,5 - 2}{0,1} = 35 \text{ mA}.$$

Se observă că aici nu este necesară o soluție iterativă. Aplicînd relația (13.21) și parametrii tranzistorului din problema 13.9 obținem:

$$R_b = \frac{0,4 - 0,6 + (35 - 20) 0,1}{\frac{20}{75} - \frac{35}{130}} = \text{foarte mare}$$

Deci orice valoare a lui R_b va realiza stabilizarea dorită. Așadar, vom alege rezistențele de polarizare ale circuitului de bază folosind relațiile (13.15), (13.16), și (13.17), presupunînd pentru R_b o asemenea valoare încît E_B să fie mai mic decît E_C .

Probleme suplimentare pentru capitolul 13

Se pot imagina multe probleme suplimentare prin simpla modificare a specificațiilor referitoare la problema polarizării dată în text. De exemplu, se pot obține rezultate interesante atunci cînd problemele P 13.3 și P 13.4 sînt rezolvate pentru alte valori ale tensiunii de polarizare. Încercați $V_C = 8$ V (nu are soluție), 9 V, 9,5 V, 10 V și 11 V.

PROBLEME LA CAP. 14

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.1

Înălțimea E_p a saltului, în forma de undă scăzătoare din figură, este aceeași ca înălțimea saltului formei de undă pătratică originală (presupunînd pentru simplificare că etajul are amplificarea unitară).

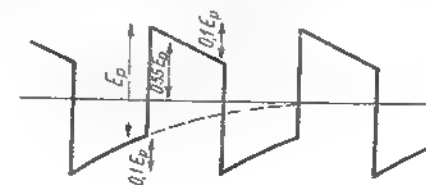


Fig. P. 14.1

Cunoaștem, de asemenea, că forma de undă scăzătoare nu trebuie să aibă componentă continuă. Deci virful formei de undă va fi 0,55 E_p , după cum putem vedea din geometria figurii. Ecuația pașierelor este:

$$e(t) = 0,55 E_p e^{-t/\tau}.$$

Pentru o cădere mică, se pot folosi numai primii doi termeni ai dezvoltării în serie :

$$\epsilon(t) \approx 0,55 E_p \left(1 - \frac{t}{\tau}\right).$$

Deci căderea este :

$$0,1 E_p = 0,55 E_p \frac{t}{\tau}.$$

$$\text{Deci } \tau = \frac{0,55}{0,1} \times \frac{T}{2}, \text{ deoarece } t = \frac{T}{2}.$$

Pentru circuitul acesta :

$$\tau = (R_b + R_s) C_G, \text{ deci}$$

$$C_G = \frac{5,5 T}{2 (R_b + R_s)}.$$

Pentru exemplul numeric din § 14.1.4., $R_b = 500 \text{ k}\Omega$, $R_s = 50 \text{ k}\Omega$, $f = 50 \text{ Hz}$; folosind drept unități : kilohm, microfarad și milisecundă avem :

$$C_G = \frac{5,5}{2 \times 550 \times 0,050} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}.$$

Această valoare este de aproximativ 20 de ori mai mare decât aceea calculată în text pentru forma de undă sinusoidală. Acest fapt se explică prin aceea că cele 10 procente cădere în unda pătratică sînt mult mai restrictive decât cele 30 procente atenuare a undei sinusoidale. Căderea de 10% apare primordial din defazarea componentei fundamentale.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.2

O analiză simplă în trei trepte a fig. 14.6 realizează funcția de transfer căutată. Notăm cu V_r potențialul nodului C_e , R_b și r_π . Atunci :

$$\frac{V_r}{V_i} = \frac{R_b || (r_\pi + r_\pi)}{R_b || (r_\pi + r_\pi) + R_s + 1/sC_e}$$

$$\frac{V}{V_r} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\pi}$$

$$\frac{V_o}{V} = -g_m R_L$$

Așadar :

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{-g_m r_\pi R_L}{R_b || (r_\pi + r_\pi) + R_s + 1/sC_e} \right) \frac{R_b || (r_\pi + r_\pi)}{r_\pi + r_\pi}. \quad (1)$$

Din analiza numitorului se constată că polul acestei expresii este dat de relația (14.9). La frecvențe medii termenul $1/sC_e$ devine foarte mic; deci

$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m r_\pi R_L \frac{R_b (r_\pi + r_\pi)}{R_b + r_\pi + r_\pi}}{\left[\frac{R_b (r_\pi + r_\pi)}{R_b + r_\pi + r_\pi} + R_s \right] (r_\pi + r_\pi)}.$$

Aceasta poate fi simplificată la relația (14.11) multiplicând numărătorul și numitorul prin $R_b + r_\pi + r_\pi$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.4

Amplificarea la frecvențe joase este dată de relația (14.21) :

$$\frac{A_o}{A_o (\text{joasă frecv.})} = \frac{R_e}{R_T} = \frac{s_d}{s_c}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.8

Tensiunea între sursa TECJ și masă este, din fig. 14.10,

$$V_s = g_m V_{gs} \frac{R_s + 1/sC_e}{R_s + 1/sC_e}.$$

De asemenea,

$$V_{gs} = V_i - V_s = V_i - g_m V_{gs} \frac{R_s + 1/sC_e}{R_s + 1/sC_e}$$

$$V_{gs} = V_i \frac{R_s + 1/sC_e}{R_s + 1/sC_e + g_m R_s + 1/sC_e}$$

$$V_o = -g_m V_{gs} R_L = -g_m R_L V_i \frac{s + 1/R_s C_e}{s + (g_m + G_e)/C_e}.$$

La frecvența zero ($s = 0$):

$$\frac{V_o}{V_s} = - \frac{g_m R_L}{R_s (g_m + G_o)} = - \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_s}$$

$$\frac{A_o}{A_o (\text{joasă frecv.})} = 1 + g_m R_s = \frac{s_{pol}}{s_{zero}}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.10

Din relația (14.26) și presupunând $R_b = 1 \text{ M}\Omega$,

$$C_c = \frac{1}{(1000 + 10) 0,01 \times 2\pi} = 0,0158 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_o = \frac{10}{0,01 \times 2\pi} (3 + 0,125) = 500 \text{ }\mu\text{F}.$$

Pe de altă parte, putem face ca polul dat de C_c să devină pol dominant. Atunci,

$$C_c = 50 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_o = 0,16 \text{ }\mu\text{F}$$

Rezultă deci, folosind relațiile (14.26), (14.27) și (14.28):

$$s_f = - 0,00628 \text{ s}^{-1}$$

$$s_g = - 0,0628 \text{ s}^{-1}$$

$$s_o = - 0,0025 \text{ s}^{-1}.$$

Evident, s_g este polul dominant, controlând deci frecvența limită, așa cum am impus. Varianta a doua este mai puțină decât prima.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.14

Folosind aproximația din enunțul problemei,

$$s_1 \approx - \frac{G'_s + g_\pi}{C_\pi + C_\mu + C_\mu R_L (g_m + g_\pi + G'_s)} \quad (1)$$

$$s_2 \approx - \frac{C_\pi + C_\mu + C_\mu R_L (g_m + g_\pi + G'_s)}{C_\pi C_\mu R_L} \quad (2)$$

Analizând relația (2) observăm că valoarea cea mai mică a lui s_2 apare pentru R_L foarte mare; în cazul acesta:

$$s_2 \approx - \frac{g_m + g_\pi + G'_s}{C_\pi} \quad (3)$$

Reamintim că

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \quad (4)$$

Deoarece relația (3) are numărătorul mai mare și numitorul mai mic decât cel al relației (4), rezultă că:

$$|s_2| > \omega_T.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.17

Valorile lui R_s și R_L din fig. 14.19 au fost schimbate la 50Ω și 127Ω , respectiv.

Modificarea lui R_s nu are efect asupra polarizării. Cu toate acestea, o modificare a lui R_L cere o modificare a tensiunii de alimentare V_C , pentru a menține același punct static de funcționare. Concret, avem:

$$V_C = I_C (R_L + R_s) + V_{CE} = 15 (0,127 + 0,2) + 10,5 = 15,4 \text{ V}.$$

Folosind relațiile (13.16) și (13.17) se obțin noi valori pentru rezistențele de polarizare:

$$R_{b1} = \frac{E_C}{E_B} R_b = \frac{15,4}{4} 2 = 7,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b2} = \frac{R_b \cdot R_{b1}}{R_{b1} + R_b} = \frac{2 \times 7,7}{7,7 + 2} = 2,7 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.18

Amplificatorul a fost proiectat să aibă un pol dominant la:

$$s = - 314 \text{ s}^{-1}.$$

Deci aspectul formei de undă a răspunsului va fi o cădere exponențială pe fiecare jumătate de perioadă, cu constanta de timp:

$$T_1 = -\frac{1}{|s_1|} = -\frac{1}{314} \text{ s} = 3,2 \text{ ms.}$$

Jumătatea perioadei de 100 Hz este 5 ms.

Deci, dacă amplitudinea formei de undă este e_p volți, unda va scădea la:

$$e_f = e_p \cdot e^{-5/3,2} = 0,21 e_p, \text{ adică se obține o cădere de } 79\%.$$

Timpu de creștere poate fi determinat din relația (14.66). Această relație presupune existența unui singur pol, dar atât polii de joasă frecvență cât și cei de înaltă frecvență sînt atât de îndepărtați de polul de înaltă frecvență dominant:

$$s_h = -0,00628 \text{ ns}^{-1}$$

încît pot fi ignorați. Deci:

$$t_{\text{creștere}} \approx \frac{2,2}{\omega_h} = \frac{2,2}{0,00628} = 350 \text{ ns.}$$

Dar, din specificația inițială pentru $f_h = 1 \text{ MHz}$,

$$t_{\text{creștere}} = \frac{0,35}{1} = 0,35 \text{ } \mu\text{s.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.20

(a) v. fig. 14.1, c

(b) v. fig. 14.2

$$(c) g_m = \frac{q_i I_C}{kT} = \frac{5}{25} = 0,2 \text{ S}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{0,2} = 0,5 \text{ k}\Omega$$

$$C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} = C_\mu = \frac{200}{0,5 \times 2\pi} = 5 \cdot 59 \text{ pF.}$$

Rezistența văzută de C_C este:

$$R_{eq} = R_s + r_\pi + r_\pi = 1 + 0,05 + 0,5 = 1,55 \text{ k}\Omega.$$

Deci pentru $\omega_L = 100 \text{ rad/s}$

$$C_C = \frac{1}{0,1 \times 1,55} = 6,45 \text{ } \mu\text{F.}$$

Frecvența limită superioară, folosind aproximarea cu un singur pol este:

$$C_T = 59 + 5 (1 + 200 \times 0,4) = 464 \text{ pF}$$

$$R_{eq} = r_\pi || (r_\pi + R_s) = 0,5 || (0,05 + 1) = 0,34 \text{ k}\Omega$$

$$\omega_h = \frac{1}{C_T R_{eq}} = \frac{1}{460 \times 0,34} = 0,0064 \frac{\text{Grad}}{\text{s}}$$

sau $6,4 \text{ Mrad/s}$, ceea ce nu satisface specificația impusă.

(d) Amplificarea de tensiune în bandă este:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_\pi}{r_\pi + r_s + R_s} g_m R_L = -\frac{0,5}{0,5 + 0,05 + 1} \times 200 \times 0,4 = -26.$$

(e) Multe soluții sînt posibile, dar scăzînd pe R_L scade C_T și deci crește ω_h , dar, deosemena, se reduce amplificarea.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.23

Cerința de a nu avea o cădere mai mare de 10% va fi mai severă în intervalul dintre impulsuri. Datorită existenței unei capacități de cuplaj între etaje, se pierde componenta de curent continuu a formei de undă de la intrare, deci intervalul apare asemenea unui impuls de $990 \text{ } \mu\text{s}$. Pentru a menține o cădere de 10%, acest interval trebuie să fie mai mic decît $\tau/10$, deci:

$$\tau = 10 \times 990 \approx 10 \text{ ms.}$$

Deci polul dominant de joasă frecvență trebuie să fie:

$$s_1 = -\frac{1}{\tau} = -0,1 \text{ (ms)}^{-1}.$$

Pentru a obține un timp de creștere de $0,5 \mu s$, impunem

$$\omega_h = \frac{2,2}{0,5} = 4,4 \text{ Mrad/s, sau un pol dominant de înaltă frecvență de:}$$

$$s_h = -4,4 (\mu s)^{-1}.$$

Restul proiectării merge în paralel cu acela descris în § 14.3.3 și 14.7.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 14.24

Neglijând căderea de tensiune provocată de I_B în R_b ,

$$V_e \approx 1,6 - 0,6 = 1 \text{ V.}$$

$$I_C = -I_E = -\frac{V_e}{R_e} = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 5 - 0,2 \times 10 = 3 \text{ V}$$

$$V_{CB} = 3 - 0,6 = 2,4 \text{ V}$$

$$g_m = \frac{(I_C)}{25} = \frac{10}{25} = 0,4 \text{ S.}$$

Pentru a determina r_π :

$$\frac{V_o}{V_i} = -32 = -g_m \frac{R_L r_\pi}{r_\pi + R_i} = \frac{-0,4 \times 100 \times r_\pi}{50 + r_\pi}.$$

Așadar $r_\pi = 200 \Omega$. Folosind aproximarea cu un singur pol se poate determina C_π :

$$C_t = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L) = \frac{1}{\omega_h R_i}$$

$$C_\pi = \frac{1}{2\pi \times 15,9 \times 10^{-9} \times [0,05 || 0,2]} - 3 (1 + 400 \times 0,1) = 127 \text{ pF.}$$

Acum schimbăm pe R_L la 300Ω . Datorită metodei de polarizare, I_C rămâne fix la valoarea 10 mA .

$$V_{CB} = 5 - 10 \times (0,3 + 0,1) - 0,6 = 0,4 \text{ V.}$$

Noii parametri:

$$\left. \begin{array}{l} g_m = 0,4 \text{ S} \\ r_\pi = 200 \Omega \\ C_\pi = 127 \text{ pF} \end{array} \right\} \text{ independente de } V_{CB}$$

$$C_\mu = K (\psi_0 - V) - 1 \text{ pF}$$

$$C_\mu (2,4) = K (\psi_0 - 2,4) - 1 \text{ pF} = 3 \text{ pF}$$

$$C_\mu (0,4) = K (\psi_0 - 0,4) - 1 \text{ pF}$$

$$C = 3 \frac{(0,9 - 2,4)^{1,3}}{(0,9 - 0,4)^{1,3}} = 4,05 \text{ pF.}$$

Deci lărgimea de bandă este:

$$\omega_h = \frac{1}{0,4 [127 + 4,05 (1 + 400 \times 0,3)]} = 0,0405 \text{ Grad/s,}$$

$$\text{sau } 6,4 \text{ MHz.}$$

Problema suplimentară P. 14.25

Să se proiecteze un amplificator cu un etaj cu TECJ și un etaj cu tranzistor bipolar care să întruzească următoarele specificații:

Amplificarea de tensiune: cel puțin 40.

Frecvența limită superioară: cel puțin 5 MHz.

Semnalul de ieșire: 1 V virf la virf.

Impedanța sursei de semnal: 50Ω .

Tensiuni de alimentare disponibile: $\pm 10 \text{ V}$; -10 V .

Domeniul de temperaturi: de la 25°C la 75°C .

Verificați experimental rezultatele.

Observație: Se pare că unul din amplificatoare nu întruzește aceste specificații. Realizați această proiectare și verificare experimentală, sau dovediți că autorii greșesc.

PROBLEME LA CAP. 15

Următoarele probleme din capitolul 15 trebuie rezolvate cu ajutorul unui calculator numeric: 7, 10, 13, 20, 21, 22, 23.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.3

Tensiunea pe rezistența $r_{\pi 2}$ este:

$$V_2 = (I_1 - g_{m2} V_2) r_{\pi 2}$$

$$\frac{V_2}{I_1} = \frac{r_{\pi 2}}{1 + g_{m2} r_{\pi 2}} = \frac{1}{g_{\pi} + g_{m2}}.$$

Dacă se aplică un curent de test acestui circuit, nu se fixează în mod direct sursa dependentă, așa cum fusese cazul cu sursa de tensiune de test din text. Pentru această problemă simplă volumul de muncă este mic oricum, dar în circuite mai complicate, diferența va fi semnificativă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.4

Pentru un amplificator cu un singur etaj cu emitorul comun,

$$R_{10} = r_{\pi} \parallel (r_e + R_s) = 0,25 \parallel (0,02 + 0,2) = 0,117 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = R_{10} + R_L + R_{10} R_L g_m = 0,117 + 0,2 + 0,117 \times 0,2 \times 400 = 9,72 \text{ k}\Omega$$

$$\tau_{10} = 0,117 \times 100 = 11,7 \text{ ns}$$

$$\tau_{20} = 9,72 \times 5 = 48,6 \text{ ns.}$$

Suma constantelor de timp este 60,3 ns; comparați cu 14,3 ns în circuitul cascod proiectat. Este clar că diferența majoră se datorește lui τ_{20} , 1,2 ns în cascod și 48,6 ns în proiectarea cu un singur etaj. Acest efect important este produs de trecerea unui semnal de curent de valoare semnificativă de la ieșire către intrare, prin C_{μ} .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.14

$$\omega_1 = \sqrt{0,916^2 + 0,084^2 + 0,0084^2} = 0,92 \text{ krad/s.}$$

Din relația (15.17):

$$\omega_1 = \sqrt{0,916^2 + 0,084^2 + 0,0084^2 - 2 \times 0,076^2 - 2 \times 0,0115^2} = 0,0915 \text{ krad/s.}$$

În acest exemplu ambele aproximații sînt într-o bună concordanță cu calculele de precizie mai mare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.17

Poli calculați pe calculator sînt (în ns^{-1}):

$$s_d = -0,0806$$

$$s_0 = -0,644$$

$$s_f = -4,05$$

$$s_0 = -16,45.$$

Folosind numai polul dominant, timpul de creștere t_r este:

$$t_r = \frac{2,2}{0,0806} = 27,3 \text{ ns.}$$

Folosind toți patru poli se găsește, din ecuația (15.19, b):

$$t_r = \frac{2,2}{0,0799} = 27,5 \text{ ns.}$$

REZOLVAREA PROBLEMELOR P. 15.18 și P. 15.19

Pentru cei trei poli coincidenți, frecvența la 3 dB este dată de:

$$\omega_h = |S_1| \sqrt{2^{1/n} - 1} = 0,51 |S_1|$$

	ω_h -exact	din relația (15.17)	din relația (15.9)	din relația (15.22)
A_1	0,51	0,576	1,00	0,333
A_2	1,00	1,00	1,00	0,98

Este clar că metodele aproximative sînt mult mai aproape de adevăr cînd există un pol dominant, deși relația (15.17) este cu numai 10% în plus, chiar și pentru trei poli identici. Cum s-a prevăzut, relația (15.22) dă întotdeauna un răspuns care este mai mic.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.21

Ecuațiile potențialilor nodurilor sînt (unități siemens, microsecundă, microfarad):

$$0 = (2 + s) V_1 - V_2$$

$$0 = -V_1 + (2 + s) V_2.$$

Soluția este, în $(\mu\text{s})^{-1}$:

$$s_1 = -1$$

$$s_2 = -3.$$

s_1 corespunde unui mod de lucru simetric, în care potențialele V_1 și V_2 cresc și scad împreună, deci două circuite RC în paralel; s_2 este un mod antisimetric.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 15.23

Se încearcă cascade de două etaje cu emitorul comun $R_E = 50 \Omega$.

$$\frac{V_o}{V_i} (\text{med}) = \frac{r_{\pi 1}}{R_E + r_{\pi 1} + r_{s1}} \times g_{m1} \times \frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{s2} + r_{\pi 2}} \times r_{\pi 2} \times g_{m2} \times R_{L2}.$$

Încercați curentul de operare de 10 mA pentru fiecare etaj, astfel încât $g_m = 400 \text{ mS}$, $r_{\pi} = 0,25 \text{ k}\Omega$ (pentru $\beta_0 = 100$), $r_s = 0,025 \text{ k}\Omega$.
Deci:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{100}{50 + 250 + 25} \times \frac{R_{L1}}{R_{L1} + 275} \times 100 \times R_{L2} > 3000$$

$$\frac{R_{L1}}{R_{L1} + 275} \times R_{L2} > 30 \times 3,25 = 97,5.$$

$R_{L1} = 2000 \Omega$, $R_{L2} = 125 \Omega$ îndeplinesc această condiție (împreună cu alte combinații, rezonabile).

Constantele de timp de circuit deschis:

$$R_{10} = r_{\pi} \parallel (r_s + R_E) = 0,25 \parallel (0,05 + 0,025) = 0,057 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_{L1} \parallel (r_{\pi} + r_{\pi 2}) = 2,0 \parallel 0,275 = 0,242 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = R_{10} + R'_L + R_{10} R'_L g_m = 0,057 + 0,242 + 0,057 \times 0,242 \times 400 = 5,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{30} = r_{\pi} \parallel (r_s + R_{L2}) = 250 \parallel (25 + 2000) = 0,222 \text{ k}\Omega$$

$$R_{40} = R_{30} + R_{L2} + R_{30} R_{L2} g_m = 0,222 + 0,125 + 0,22 \times 0,125 \times 400 = 11,44 \text{ k}\Omega$$

Calculul lui C_{μ} + C_{π}

$$\sum \tau_{f0} = \frac{1}{\omega_b} = \frac{10^3}{2\pi \times 2} = 80 \text{ ns}.$$

Pentru $C_{\mu} = 2 \text{ pF}$

$$\Sigma \tau_{par} = 2 (5,8 + 11,4) = 34,4 \text{ ns}$$

$$\Sigma \tau_{total} = 80 - 34,4 = 45,6 \text{ ns} = C_{\pi} (0,057 + 0,222)$$

$$C_{\pi} = \frac{45,6}{0,28} = 164 \text{ pF}$$

$$\omega_T = \frac{400}{166} = 2,4 \text{ Grad/s}$$

$$f_T = \frac{2,4}{2\pi} \times 10^3 = 400 \text{ MHz}.$$

Problema suplimentară P. 15.24

În text, constantele de timp de circuit deschis al etajului cascad au fost comparate numeric. Totuși, se poate face o comparație mai generală, sub forma expresiilor literale.

Se presupun tranzistoare identice.

Soluție: Cu tranzistoare identice și cu curenții de colector aproape identici, parametrii tranzistoarelor vor fi aproximativ aceiași

Deci:

$$\tau_{10} = C_{\pi} [r_{\pi} \parallel (r_s + R_E)] = C_{\pi} R_{10}$$

$$R_{L1} = \frac{r_s \parallel r_{\pi}}{\beta_0 + 1} \approx \frac{r_{\pi}}{\beta_0} = \frac{1}{g_m}$$

$$\tau_{20} = C_{\mu} \left[R_{10} + \frac{1}{g_m} + R_{10} \frac{g_m}{g_m} \right] \approx 2C_{\mu} R_{10}$$

$$\tau_{30} = \frac{C_{\pi}}{g_{\pi} + g_m} \approx \frac{1}{\omega_T}$$

pentru $C_{\pi} \gg C_{\mu}$

$$\tau_{40} = C_{\mu} (r_s + R_L).$$

Se trage concluzia că pentru $C_{\pi} \gg C_{\mu}$, τ_{20} va fi mult mai mic decât τ_{10} . De asemenea, τ_{30} nu va conta niciodată, deoarece lărgimea de bandă va fi totdeauna mult mai mică decât ω_T . Deci pentru $C_{\pi} \gg C_{\mu}$, τ_{10} și τ_{40} vor fi întotdeauna dominante.

Mărimile relative ale acestora două depind de R_L și R_E .

Problema suplimentară P. 15.25

Să se repete problema 15.6 pentru $C_{\pi 1} = 100 \text{ pF}$, $C_{\pi 2} = 50 \text{ pF}$.

Răspuns: $1/s_d = 12,456$

$$1/s_e = 1,494$$

$$1/s_f = 0,139$$

$$1/s_g = 0,056 \quad \text{Total: } 14,145$$

$$\tau_1 = 11,70$$

$$\tau_2 = 1,22$$

$$\tau_3 = 0,125$$

$$\tau_4 = 1,10 \quad \text{Total: } 14,145$$

PROBLEME LA CAP. 16

Următoarele probleme din cap. 16 vor fi rezolvate cu ajutorul unui calculator numeric: 8, 9, 10, 11, 14, 15, 20.

Prețind despre etajele cu emitor comun în cascadă este utilă să se sublinieze că valoarea maximum posibilă a lărgimii de bandă, care să poate obține punind $R_g = R_L = 0$, este finită și egală cu:

$$\omega_h = \frac{1}{n(r_E || r_\pi)(C_T + C_\mu)}$$

Se poate face o încercare rapidă la terminarea proiectării pentru a vedea dacă această limitare elimină în realitate cascada considerată.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.1

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G'_s \cdot \Delta_{16}}{\Delta}$$

Deci zerourile sînt rădăcinile lui Δ_{16} .

Scrind acest minor, se observă că nu există elemente dedesubtul diagonalei principale, deci determinantul Δ_{16} este chiar produsul elementelor pe diagonala principală:

$$\Delta_{16} = (g_{m_1} - s C_{\mu 1}) g_{m_2} (g_{m_3} - s C_{\mu 2}) g_{m_4} (g_{m_5} - s C_{\mu 3}) \quad (1)$$

Deci zerourile sînt la $s = g_{m_i}/C_{\mu_i}$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.3

Pentru R_1 foarte mare, numitorul relației 16.18 se reduce la unitate. Deci:

$$\frac{\partial V_{CE_1}}{\partial V_{B_1}} = \rho_F^3 \frac{R_{L_2}}{R_2}$$

Adăugind R_1 , se găsește din relație (16.20):

$$\frac{\partial V_{CE_1}}{\partial V_{B_1}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Deci sensibilitatea la schimbările lui V_{B_1} a fost redusă prin cel puțin factorul ρ_F^3 sau un milion.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.4

Sînt posibile multe variante de proiectare, dar rețeaua de decuplare C_2, C_3, R_3, R_4 trebuie să fie proiectată astfel încît să realizeze funcțiunea de decuplare la ω_1 . Cu alte cuvinte frecvența de tăiere joasă trebuie realizată de C_2 și C_1 . Pentru $V_{CE_2} = 5,9$ V,

$$V_{C_2} = 5,9 + 10 \times 0,1 = 6,9 \text{ V.}$$

Tensiunea în partea de sus a lui R_{L_2} trebuie să fie:

$$V_{C_2} = 0,6 + 5 \times 0,2 = 1,6 \text{ V.}$$

$$\text{Deci, } R_4 = \frac{6,9 - 1,6}{1 + 5} = 0,88 \text{ k}\Omega.$$

Tensiunea în partea superioară a lui R_{L_1} trebuie să fie:

$$V_{C_1} = 0,6 + 1 \times 0,5 = 1,1 \text{ V.}$$

$$\text{Deci, } R_3 = \frac{1,6 - 1,1}{1} = 0,5 \text{ k}\Omega.$$

Din text, $G_{12} = 80 \text{ mS}$.

Prin examinarea fig. 16.6, rezistența de scurtcircuit R_C văzută de C_2 este:

$$R_{C_2} = R_4 + r_\pi || R_3 || R_{L_2}/2 = 0,050 + 2,5 || 20 || 5 \approx 1,6 \text{ k}\Omega.$$

Similar, dacă se neglijează r_p :

$$R_{2s} = R_2 || (R_{L2} + r_{m2}) = 0,5 || 1 = 0,33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{3s} = R_3 || R_4 || (R_{L3} + r_{m3}) = 0,5 || 0,88 || (0,2 + 0,25) = 0,19 \text{ k}\Omega.$$

Din capitolul 15, relația (15.50)

$$\omega_L = 2\pi \times 0,05 = \frac{G_{1s}}{C_1} + \frac{1}{R_{2s}C_2} + \frac{1}{R_{3s}C_3}$$

$$0,314 = \frac{80}{C_1} + \frac{1}{1,6 C_2} + \frac{1}{0,33 C_2} + \frac{1}{0,19 C_3}$$

Cea mai economică proiectare va avea constante de timp inegale. Presupunem că alocăm 0,28 ms pentru C_1 :

$$C_1 = \frac{80}{0,28} = 290 \text{ }\mu\text{F}.$$

Încearcă $T_c = 0,01$:

$$C_2 = \frac{1}{1,6 \times 0,01} = 62 \text{ }\mu\text{F}.$$

Încearcă $T_2 = 0,1$:

$$C_2 = \frac{1}{0,33 \times 0,01} = 300 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{1}{0,19 + 0,014} = 380 \text{ }\mu\text{F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.12

Folii pot fi găsiți căutând zerourile admitanței de-a lungul oricărui element al rețelei. La bornele lui C_1 se vede:

$$Y = sC_1 + G_2 + \frac{G_2(G_1 + sC_2)}{G_1 + G_2 + sC_2}.$$

Deoarece G_2 este mult mai mic decât G_1 aceasta se reduce la:

$$Y \approx sC_1 + G_2 + G_2.$$

Deoarece un pol se află pentru $Y = 0$,

$$s_1 = - \frac{(G_2 + G_2)}{C_1}.$$

La bornele lui C_2 se vede:

$$Y = sC_2 + G_1 + \frac{G_2(G_2 + sC_1)}{G_2 + G_2 + sC_1}.$$

Din nou, deoarece G_2 este atât de mic, se ajunge la:

$$Y = sC_2 + G_1 + G_2.$$

Astfel, polul al doilea este $s_2 \approx - \frac{G_1 + G_2}{C_2}$.

Există un zero acolo unde calea de șunt R_2 , R_3 și C_1 devine scurtcircuit:

$$Z = R_2 + \frac{R_3}{1 + sC_1R_2} = 0, \text{ deci } s_2 = - \frac{G_2 + G_3}{C_1}.$$

Este clar că zeroul nu poate fi neglijat în calcularea lui ω_h deoarece este foarte apropiat de polul dominant. Deci ecuația ce leagă ω_h de τ_{po} nu este valabilă în acest exemplu.

De fapt polul s_1 și zeroul s_2 aproape se anulează, lăsând o funcție cu un pol adică numai C_2 apare ca semnificativă, iar părerea intuitivă că C_1 nu influențează funcția de transfer, se verifică

PROBLEMA P. 16.14

Răspunsul este dat în tabelul 19.7, pag. 216.

PROBLEMA P. 16.15

Răspunsul este dat în tabelul 19.9, pag. 223.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.16

$$\beta_m = \beta_0 / r_{\pi} = 50 / 250 = 0,2 \text{ S.}$$

Dacă se neglijează R_{L1} și R_{L2} și dacă se aplică un curent de test I_t în locul lui C_2 se găsește:

$$V = r_{\pi 2} I_t$$

$$V_t = I_t (r_{\pi 2} + r_{\pi 3}) + I_t (r_{\pi 3} + r_{\pi 2}) + \beta_m r_{\pi 2} (r_{\pi 3} + r_{\pi 2}) I_t = (r_{\pi 2} + r_{\pi 3}) (2 + \beta_0) I_t.$$

$$\text{Decl. } R_t = \frac{V_t}{I_t} = (25 + 250) (52) = 14,3 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.18

Dacă asigurăm curenți de bază pentru Q_1 , Q_2 , Q_3 și Q_4 suficient de mici pentru a cauza căderea de tensiune neglijabilă:

$$V_{B1} = V_{B2} = 0,6$$

$$I_{C2} = \frac{1}{2} I_{R1} = \frac{V_{B1}}{2 R_1} \cdot 0,6$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_2$$

$$V_{B2} = V_{CC} - I_{C2} R_2 - 0,6 = V_{C1} - 0,6 - \left(\frac{V_{B1}}{2 R_1} \cdot 0,6 \right) R_2$$

Pentru $R_2 = 2 R_1$ și tensiune de alimentare V_{C1} egală cu de două ori V_{B1} :

$$V_{B2} = V_{B1}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.19

Rezistența văzută de R_b și C_b este aproximativ:

$$R = r_{\pi 1} + r_{\pi 2} + R_e + r_{\pi 3} + r_{\pi 4} = 3,3 \text{ k}\Omega.$$

Deci rezistența văzută de C_b este:

$$3,3 \parallel 0,5 = 0,395 \text{ k}\Omega.$$

Pentru frecvența 0,707 considerată la 100 Hz:

$$C_b = \frac{1}{2\pi \times 0,1 \times 0,395} \approx 4 \text{ }\mu\text{F}.$$

Problema suplimentară P. 16.21

Proiectați și construiți un amplificator de bandă largă cu tranzistoare cu o amplificare în bandă de minimum 1 000 și o frecvență limită superioară de minimum 6 MHz. Este acceptată o stabilizare minimală a polarizării. Sursa de tensiune de semnal este de 500 μV .

Punctați principalele caracteristici ale proiectării ca în problema 16.20 și în plus, explicați rezultatele experimentale.

Componentele disponibile sînt:

Impedanța sursei: 100 Ω

Tranzistoare^{*)}:

Valoarea sursei de alimentare: = *)

Se presupune $r_{\pi} = *)$ la $I_Q = 2 \text{ mA}$.

Indicați asupra experimentării:

1. Condensatoarele electrolitice se pot comporta inductiv la înaltă frecvență. Șuntați-le prin condensatoare stiroflex.

2. Sursele de alimentare nu sînt ideale. Pentru a evita oscilații nedorite este necesar să decuplați fiecare etaj. Aceasta va fi realizat ca în fig. P.16.21.

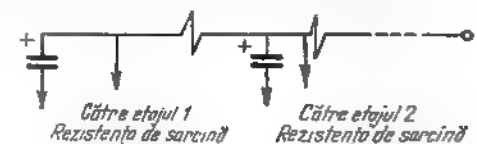


Fig. P. 16.21

3. Folosiți conexiuni scurte. Dacă este necesar tăiați și din picioarele elementelor. Efectele parazite pot fi neplăcute în special în amplificatoarele de mare amplificare.

Soeurile tranzistoarelor pot forma bune capacități.

4. Folosiți dispozitive de răcire pentru tranzistoare, dacă ele disipă o putere mai mare decît cea admisibilă fără dispozitiv de răcire.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 16.21

Într-o serie de 60 de studenți s-au proiectat 15 topologii de circuit distincte.

Cu excepția a două dintre ele, toate celelalte au dat rezultate experimentale corecte. Cele mai multe au constatat dintr-o cascadă de două circuite cascad, fiecare lucrînd la 2 sau 3 mA.

*) Se completează în funcție de componentele de care se dispune; se pot folosi, de exemplu, tranzistoare 2N3904.

PROBLEME LA CAP. 17

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.1

Lucrind în unitățile miliohm, microfarad, milisecundă avem :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = 19 \times 2\pi.$$

$$Q = \frac{R_2}{\omega_0 L_2} = 50.$$

Avem trei necunoscute și numai două ecuații astfel încât un parametru poate fi ales arbitrar. Să presupunem $R_2 = 500 \Omega$, pentru a obține o amplificarea bună în bandă. Atunci :

$$L_2 = \frac{0,5}{19 \times 2\pi \times 50} = 8,4 \times 10^{-5} \text{ H.}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} = \frac{1}{(19 \times 2\pi)^2 \times 8,4 \times 10^{-5}} = 0,84 \text{ } \mu\text{F.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.2

Se înlocuiesc L_2 , G_2 , C_2 în fig. 17.3, b printr-o sursă de tensiune de test și se calculează curentul rezultat. Dacă V este mic comparat cu V_L (deoarece C_{μ} apare ca o impedanță mare în comparație cu r_{π} etc.) atunci curentul prin C_{μ} este :

$$I_{c\mu} \approx sC_{\mu} V_L.$$

La frecvențe sub ω_0 putem neglija C_{π} în comparație cu r_{π} , astfel încât curenții de mai sus produc o tensiune V egală cu :

$$V = \frac{I_{c\mu}}{g_{\pi} + 1/(r_{\pi} + R_1)},$$

Deci curentul de ieșire I_L ca răspuns la tensiunea de test este :

$$I_L = I_{c\mu} + g_m V = V_L sC_{\mu} \left[1 + \frac{1}{g_{\pi} + 1/(r_{\pi} + R_1)} \right]$$

Deci s-a obținut relația (17.15).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.8

La frecvența limită superioară ω_h :

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|^2 = \frac{K^2}{2} = \frac{K^2}{|1 + j\omega_h|^2}.$$

$$\text{Deci } (1 + \omega_h^2)^n = 2$$

$$\omega_h = \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

Expresia este normalizată la lărgimea unitară pentru fiecare etaj RC. Pentru alte lărgimi de bandă,

$$\omega_h = \omega_{RC} \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.12

Pentru a verifica aliniamentul, se folosește relația (17.47) :

$$y_{fe} y_{re} = 200 \times j 0,0107 \times 2\pi \times 2,5 \left(\frac{2,5 \times j 0,0107 \times 2\pi \times 50}{4 \times 33,3} \right)$$

$$|y_{fe} y_{re}| = 1,05 \text{ (mS)}^2.$$

Pentru a avea un bun aliniament :

$$G_1 G_2 \gg 1,05$$

care, pentru valorile date ale lui G_1 și G_2 este de aproape 30 de ori mai bun decât pentru un singur etaj calculat în § 17.2.4.

Încercați $G_1 = G_2 = 3 \text{ mS}$. Fiecare circuit acordat trebuie să aibă o lărgime de bandă de :

$$\Delta\omega = 2\pi \times 0,2 \times 1,2 \times \sqrt{2} = 2,12 \text{ Mrad/s.}$$

Deci

$$C = \frac{G}{\Delta\omega} = \frac{3 \times 10^3}{2,21} = 1400 \text{ pF,}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{0,067^2 \times 1400} = 0,16 \text{ } \mu\text{H.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.13

Din problema P.17.12, $G_1 = G_2 = 3 \text{ mS}$ vor realiza un bun aliniament.

Pentru a realiza lărgimea de bandă cerută la 0,2 MHz cu un acord cu circuite decalat/ acordate:

$$\frac{G_1}{C_1} = \frac{G_2}{C_2} = 0,0707 (2\pi \times 0,2 \times 10^{-3}) = 0,885 \times 10^{-3}.$$

Așadar: $C_1 = C_2 = \frac{3}{0,885} \times 10^3 = 3400 \text{ pF}$

$$\omega_{01} = 0,067 + 0,35 \times 1,25 \times 10^{-3} = 0,0674 \text{ Mrad/s}$$

$$\omega_{02} = 0,067 - 0,35 \times 1,25 \times 10^{-3} = 0,866 \text{ Mrad/s.}$$

De aici L_1 și L_2 .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.14

Fără a calcula $y_{fe} y_{re}$, se știe că pentru valori fixate ale lui G_1 și G_2 , proiectarea cu emitorul cuplat va produce un aliniament mai simplu de obținut printr-un factor:

$$K = \left| \frac{4g_x}{g_\pi + sC_\pi} \right| = \left| \frac{4 \times 33,3}{2,5 + j 0,05 \times 2\pi \times 50} \right| = 7,9.$$

Pentru acest tranzistor:

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = 0,68 \text{ Grad/s}$$

și $\omega_0 = 0,05 \times 2\pi = 0,31 \text{ Grad/s}$.

Deci sîntem aproape de ω_b , astfel că ecuația (17.46) și în consecință (17.47) și (17.50) pot fi afectate de erori. Păstrînd toți termenii în relația (17.46) se găsește:

$$y_{fe} y_{re} = \frac{sC_\mu}{4} \left(\frac{g_\pi + sC_\pi}{g_x + g_\pi + sC_\pi} \right).$$

Deci:

$$K = 4 \left| \frac{g_x + g_\pi + sC_\pi}{g_\pi + sC_\pi} \right| = 4 \left| \frac{33,3 + 2,5 + j 16,7}{2,5 + j 16,7} \right| = 9,4.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.15

La 50 MHz, din figura 17.14, rețese,

$$|y_{fe} y_{re}| = |(-23 + j 9)(0,04 - j 0,01)| = 1,02 (\text{mS})^2.$$

Pentru $R_1 = R_2 = 50 \Omega$

$$G_1 G_2 = 20 \times 20 = 400 \text{ mS.}$$

Deci amplificatorul va fi foarte stabil și ușor de aliniat.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 17.17

În punctul static:

$$g_m = 100 \text{ mS}$$

$$g_\pi = g_m \beta_0 = 2 \text{ mS}$$

$$g_x = (1/50) \times 10^3 = 20 \text{ mS}$$

$$\omega_\beta = \frac{\omega_T}{\beta_0} = \frac{10^9}{50} = 2 \times 10^7 = 0,02 \text{ Grad/s}$$

$$\omega_0 = 10^8 \text{ rad/s} = 0,1 \text{ Grad/s} = 5 \omega_\beta$$

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{g_m} \omega_T = 0,22 \text{ Grad/s}$$

$$\omega_0 C_\pi = \omega_0 \frac{g_m}{\omega_T} \approx 10 \text{ mS} = 5 g_\pi$$

$$\omega_0 C_\mu = 2 \times 10^{-4} \text{ S} = 0,2 \text{ mS}$$

$$\omega_T \gg \omega_b > \omega_0 \gg \omega_\beta.$$

(a) Acum avem:

$$Q = 20 \approx \frac{\omega_0 C_{tot}}{G_L}$$

$$C_{tot} = \frac{20}{10^8} \frac{1}{200} = 1000 \text{ pF.}$$

Deci cei 2 pF ai lui C_{st} sînt neglijabili atît pentru acord cît și pentru sarcină ($|y_{\text{os}}| \ll G_D$). De asemenea :

$$L C_{\text{tot}} = \omega_0^{-2} = 10^{-16}$$

$$L = 10^{-7} \text{ H} \approx 100 \text{ nH.}$$

(b) Deoarece valoarea lui ω_0 este determinată pînă la un factor egal cu 2, ar trebui să folosim valoarea y_{fs} dată de problema P.17.14. Totuși valoarea dată de relația (17.47) duce la o proiectare mult mai restrictivă astfel că vom folosi ultima valoare :

$$|y_{fs} y_{rs}| = 100 \times 0,1 \times 2 \left| \frac{2 + j 10}{4 \times 20} \right| = 2,25 \text{ (mS)}^2$$

(Un calcul mai exact duce la 2.23).

Dacă $G_S = 0$, atunci apare numai o încărcare rezistivă din partea admitanței de intrare a circuitului. Aceasta este :

$$y_i = \frac{1}{2} \left(\frac{g_s (g_{\pi} + s C_{\pi})}{g_s + g_{\pi} + s C_{\pi}} \right) = \frac{1}{2} \left[\frac{20(2 + j 10)}{20 + 2 + j 10} \right] = 2 + j 4.$$

$$\text{Deci } g_i = 2 \text{ mS.}$$

Cu $G_S = 10 \text{ mS}$, $g_i G_S = 10$, astfel încît $g_i G_S$ este de 5 ori mai mare decît $|y_{fs} y_{rs}|$. Este recomandabilă adăugarea unei valori pentru G_S (de exemplu $G_S = 2 \text{ mS}$).

PROBLEME LA CAP. 18

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.1

Dacă α are o valoare inițială α_1 ,

$$A_1 = \frac{a_1}{1 + \alpha_1 f}.$$

În mod similar, valoarea finală a amplificării în buclă închisă, pentru $\alpha = \alpha_2$ este :

$$A_2 = \frac{a_2}{1 + \alpha_2 f}.$$

Variația relativă a lui A este :

$$\begin{aligned} \frac{A_2 - A_1}{A_1} &= \frac{\Delta A}{A_1} = \left[\frac{a_2}{1 + \alpha_2 f} - \frac{a_1}{1 + \alpha_1 f} \right] \times \frac{1 + \alpha_1 f}{a_1} = \\ &= \frac{a_2(1 + \alpha_1 f) - a_1(1 + \alpha_2 f)}{a_1(1 + \alpha_1 f)} = \frac{a_2 - a_1}{a_1} \left(\frac{1}{1 + \alpha_2 f} \right). \end{aligned}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.3

$$\frac{V_1}{I_s} = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{\pi}} \times \frac{1}{G_S + G_f + 1/(r_{\pi} + r_{\pi})}$$

$$\frac{g_{m1} V_1}{I_s} = \frac{g_{m1} r_{\pi}}{(G_S + G_f)(r_{\pi} + r_{\pi}) + 1} = \frac{100}{20,2 \times 2,7 + 1} = 1,8$$

$$\begin{aligned} \frac{V'_0}{g_{m1} V_1} &= - \left(\frac{r_{\pi} \times R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi} + r_{\pi}} \right) g_{m2} \left(\frac{r_{\pi} \times R_{L2}}{R_{L2} + r_{\pi} + r_{\pi}} \right) \times g_{m3} \left(\frac{1}{G_f + G_L} \right) = \\ &= - \left(\frac{100 \times 0,5}{0,5 \times 0,55} \right) \left(\frac{100 \times 0,2}{0,2 + 0,275} \right) \left(\frac{1}{0,2 + 10} \right) = -196 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Deci :

$$\frac{V'_0}{I_s} = -1,8 \times 196 = -354 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.4

Calculul transmisiei pe buclă din fig. 18.16 este identic cu calculul lui V'_0/I_s din fig. 18.14, c, după cum s-a făcut în problema P.18.3, cu excepția calculului etajului de ieșire. Din acea problemă :

$$\frac{I_l}{g_{m1} V_1} = \left(\frac{r_{\pi} R_{L1}}{R_{L1} + r_{\pi} + r_{\pi}} \right) g_{m2} \left(\frac{r_{\pi} R_{L2}}{R_{L2} + r_{\pi} + r_{\pi}} \right) g_{m3} \left(\frac{G_f}{G_f + G_L} \right).$$

Comparația acestui rezultat cu rezultatul corespunzător din problema P.18.3 arată că se va găsi:

$$\frac{I_i}{I_s} = -\alpha G_f.$$

Deoarece $f = -G_f$, acest rezultat este identic cu cel obținut în text.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.5

Deoarece $V_o = V_i$,

$$V_i = \frac{-y_{rf}}{G_s + y_{ia} + y_{if}}. \quad (1)$$

Deci prin superpoziție:

$$I_i = V_i (y_{of} + y_{oa} + G_L) + y_{fa} V_i. \quad (2)$$

Înlocuind V_i din ecuația (1) în ecuația (2) se obține relația (18.45).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.10

Circuitul echivalent sub formă de cuadripol pentru R_e din fig. 18.21 este:

$$\begin{aligned} Z_{if} &= R_e; & Z_{of} &= R_e \\ Z_{ff} &= R_e; & Z_{fi} &= R_e. \end{aligned}$$

Presupunem $Z_{ff} \ll Z_{fa}$ și înlocuim R_e în fig. 18.21, b prin fig. P.18.10.



Fig. P. 18.10.

Pentru a determina încărcarea produsă circuitului a la intrare, se desface bucla de ieșire reducând pe I_o la zero, deci generatorul Z_{rf} devine zero. Așadar circuitul a este reprezentat de fig. 18.22, a. Circuitul f este reprezentat numai prin efectul transmisiei inverse, deci circuitul de mai sus se reduce la sursa de tensiune controlată, ceea ce este în concordanță cu fig. 18.22, c.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.12

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{I_s} &= \frac{1}{G_s + G_o + g_m + 1/(R_f + R_o)} \\ \frac{I_o}{V_1} &= - \frac{g_m r_{\pi} R_{L2} g_m}{R_{L1} + r_{\pi} + \frac{R_f R_o}{R_f + R_o} (\beta_o + 1)} \end{aligned}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.14

$$V_i = I_i (h_{ia} + h_{if} + R_s) + V_o (h_{ra} + h_{rf}) \quad (1)$$

$$0 = I_i (h_{fa} + h_{ff}) + V_o (h_{oa} + h_{of} + G_L) \quad (2)$$

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-(h_{fa} + h_{ff})}{\underbrace{(h_{ia} + h_{if} + R_s)}_{H_{in}} \underbrace{(h_{oa} + h_{of} + G_L)}_{H_{out}} - (h_{ra} + h_{rf})(h_{fa} + h_{ff})}. \quad (3)$$

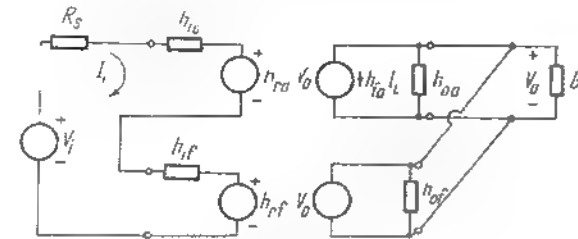


Fig. P. 18.14.

Se vor neglija:

- (1) Transmisia directă prin calea reacției ($h_{fa} \gg h_{ff}$).
- (2) Transmisia inversă prin amplificator ($h_{rf} \gg h_{ra}$).

Se împarte prin H_{in} și H_{out}

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{h_{fa}}{H_{in} H_{out}}}{1 - \frac{h_{fa}}{H_{in} H_{out}} h_{rf}}. \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{Așadar, } \alpha &= \frac{-h_{fa}}{(h_{ia} + h_{if} + R_s)(h_{oa} + h_{of} + G_L)} \\ f &= h_{rf}; \end{aligned} \quad (5)$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.15

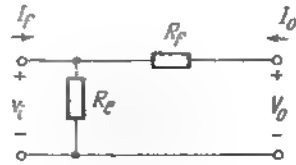


Fig. P. 18.15.

Din capitoul 12 :

$$h_{if} = \frac{V_i}{I_i} \quad \text{cu } V_o = 0$$

$$= R_e \parallel R_f.$$

$$h_{of} = \frac{V_o}{I_o} \quad \text{cu } I_i = 0$$

$$= R_f + R_e$$

$$h_{if} = \frac{V_i}{V_o} \quad \text{cu } I_i = 0$$

$$= R_e \parallel (R_e + R_f).$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.16

Folosind eşantionarea în nod se va scurtcircuita ieşirea pentru a determina încărcarea de la intrare.

Deci R_e apare în paralel cu R_f la intrare, de la emitorul lui T_1 către masă. Folosind compararea pe buclă, se va desface bucla de intrare cu scopul de a determina încărcarea produsă la ieşire, deci se va găsi R_e în serie cu R_f şi totul în paralel cu ieşirea. Aceste rezultate sînt în concordanţă cu fig. 18.26, a.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.17

În fig. 18.24 :

$$A = \frac{V_o}{V_s} = 100 = \frac{a}{1 + af}$$

$$1 + af = 10.$$

Deci,

$$a = 1000 = \frac{V_o'}{V_s}$$

$$f = \frac{1}{1000}.$$

Amplificarea de tensiune a circuitului a este

$$\frac{V_o'}{V_s} = \frac{r_{\pi 1} g_{m1}}{r_{\pi 1} + R_s + (R_e \parallel R_f)(\beta_o + 1)} \times [R_{L1} \parallel r_{\pi 2}] g_{m2} [R_{L2} \parallel R_L \parallel (R_f + R_e)] \quad (1)$$

$$f = \frac{R_e}{R_e + R_f}.$$

Se constată că dacă valorile rezistenţelor R_e şi R_f sînt mici, amplificarea va fi mai mare. Dar în aceste condiţii, efectele de încărcare de la ieşire produse de $R_e + R_f$ vor fi mai severe, ceea ce va reduce amplificarea. Valori mari ale lui R_e şi R_f vor produce un efect opus, adică o pierdere a amplificării primului etaj şi o amplificare mai mare pentru al doilea.

Pentru a determina valorile optime ale lui R_e şi R_f , se poate reprezenta grafic a ca o funcţie de valoarea impedanţei, sau să se înlocuiască expresia lui a pentru a obţine o expresie pătratică în R_e , apoi să se deriveze în raport cu R_e şi să se egaleze cu zero pentru a determina maximul expresiei. O soluţie posibilă de proiectare este să se folosească etaje identice cu $I_C = 10$ mA, $\beta_o = 100$, $g_m = 400$ mS, $r_{\pi} = 250 \Omega$. De asemenea, $R_s = 100 \Omega$ şi $R_L = 250 \Omega$.

Fără a avea un divizor de tensiune, amplificarea ar fi $\beta_o = \frac{R_L}{r_{\pi}}$ sau 10^4 . Deci divizorul

poate avea o atenuare de 1/3.

Pentru $r_{\pi} = 250 \Omega$, rezultă

$$R_s + (R_e \parallel R_f)(\beta_o + 1) = 500 \Omega$$

$$R_e \parallel R_f = \frac{400}{100} = 4 \Omega.$$

De asemenea : $f = \frac{R_e}{R_e + R_f} = 5 \times 10^{-3}$.

Deci $R_f = 4/9 \times 10^3 = 450 \Omega$

$$R_e = \frac{9 \times 10^3 \times 450}{1 - 9 \times 10^{-3}} \approx 4 \Omega.$$

De aici, presupunînd că $R_{L1} = R_{L2} = 1 \text{ k}\Omega$

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{1}{3} \times 400 \times \frac{0,25}{1,25} \times \frac{400}{1 + 4 + 2,2} = 1400.$$

Obţinem o amplificare puţin mai mare decît cea necesară.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.20

Reacția de polarizare este de la emitorul lui T_2 la baza lui T_1 . Ea poate fi identificată prin capacitatea de valoare mare (100 μ F) care distruge orice reacție, în afara celei de joasă frecvență. Aceasta este o eșantionare pe buclă, dacă se consideră stabilizarea lui V_{BE1} la variațiile de temperatură (v. problema 18.21). Deoarece nu există o specificație asupra „ieșirii” circuitului de polarizare, vom putea obține o identificare optimă a eșantionării ieșirii, observând că rețeaua de reacție eșantionează curentul I_{E2} , deci este o eșantionare pe buclă.

Reacția este deci de tip eșantionare pe buclă și comparare pe buclă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.21

Considerând $V_{BE1}(T)$ drept sursă de intrare, avem comparare pe buclă, deoarece intrarea amplificatorului, sursa și rețeaua de reacție sînt conectate în buclă. Curentul de intrare al amplificatorului este controlat de diferența între V_{BE1} și V_{CE2} . La ieșire avem de-a face cu o eșantionare în nod. Deci circuitul a are în paralel cu intrarea pe R_1 în paralel cu R_2 , iar la ieșire R_1 în serie cu R_2 . Deci :

$$a = \frac{V_{CE2}}{V_{BE1}(T)} = \frac{1}{R_1 || R_2} [\beta_{F1} \beta_{F2} \beta_{F3}] [R_{L3} || (R_1 + R_2)]$$

$$f = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Formînd $A = \frac{a}{1 + af}$ din relațiile de mai sus, se găsește o concordanță cu rezultatele

din cap. 16 asupra variațiilor lui $V_{BE1}(T)$, dacă vom presupune $R_{L3} \ll R_1$.

1) Analiză

Orice circuit cu reacție pe care îl găsiți în literatură poate fi folosit drept bază pentru o problemă de analiză de tipul problemei P.18.19.

Dacă aveți sau presupuneți valori numerice, pot fi concepute probleme de tipul P.18.18.

2) Problemă de proiectare P. 18.26

Să se proiecteze un amplificator cu reacție (numai partea de frecvență medie) pentru a obține o valoare a amplificării de curent egală cu 100. Se impune o desensibilizare egală cu 50. Se va lua rezistența sursei de 1 k Ω , iar amplificatorul trebuie să lucreze pe o rezistență a cărei valoare nominală este de 500 Ω , dar care poate prezenta variații.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 18.26

Se folosește o comparare în nod și o eșantionare pe buclă ca în fig. 18.10, d sau 18.23 pentru a obține o amplificare de curent stabilizată :

$$A = I_o/I_S = -100$$

$$1 + af = 50.$$

Așadar,

$$a = A(1 + af) = -5 \times 10^3$$

$$f \approx \frac{1}{A} = -0,01.$$

Circuitul a tipic este prezentat în fig. 18.23, c.
Deoarece

$$a = I_o'/I_S,$$

trebuie ca β_o^3 să fie mai mare decît 5×10^3 pentru a face față divizoarelor de curent din circuit. Deci alegem un tranzistor cu $\beta_o = 150$. Acum vom putea permite un factor egal cu doi, drept pierdere de amplificare de curent în nodul de la intrare și un alt factor egal cu doi la intrarea lui T_2 . Deoarece :

$$f = -\frac{R_c}{R_c + R_f} = -0,01 \text{ se încearcă } R_c = 10\Omega \text{ și } R_f = 1 \text{ k}\Omega.$$

Atunci .

$$g_{\pi 1} = G_B + \frac{1}{R_f + R_g} = 2 \text{ mS}$$

$$g_{m1} = \beta_o g_{\pi 1} = 300 \text{ mS}.$$

Așadar :

$$I_{C1} = 7,5 \text{ mA}.$$

Dacă încercăm $I_{C2} = 7,5 \text{ mA}$, atunci pentru a avea un factor de divizare de cel mult doi la intrarea lui T_2 este necesar ca :

$$R_{L1} = r_{\pi 2} + (\beta_o + 1)(R_f || R_g) \approx$$

$$\approx 500 + 150 \times 10 = 2000 \Omega.$$

Luind o rezervă datorită diverselor aproximări, alegem :

$$R_{L1} = R_{L2} = 2500 \, \Omega$$

$$\alpha = \frac{I_o'}{I_s} = \frac{-g_{m1}}{G_s + g_{m1} + 1/(R_f + R_o)} \frac{R_{L1}}{R_{L1} + r_{m2} + (\beta_o + 1) R_{f1} \| R_o} \beta_{m2} \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_L} =$$

$$= -0,5 \times \frac{2,5}{4,5} \times 150 \times \frac{2,5}{2,5 \times 0,5} = 5,15 \times 10^3,$$

ceea ce îndeplinește specificațiile impuse.

Următoarele probleme din cap. 19 pot fi rezolvate fără ajutorul unui calculator : 1, 3, 4, 6, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 20, 21. Răspunsuri parțiale pentru alte probleme sînt conținute în tabelele din capitol.

O demonstrație mai convingătoare a regulii 5, pag. 188 se bazează pe faptul că în dreptul punctului $|af| = 180^\circ$ polii mult îndepărtați sînt atât de mult deplasați față de locul poliilor inferiori încît nu pot modifica în mod semnificativ af în această regiune.

PROBLEME LA CAP. 19

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.1

Luînd numai cu cei trei poli inferiori

$$s_a = -0,0251 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_b = -0,0943 \text{ ns}^{-1}$$

$$s_c = -0,409 \text{ ns}^{-1} \text{ obținem pentru polii } p \text{ de pe axa } j :$$

$$A(s) = \frac{K}{(s - \delta)(s^2 + \beta^2)} = \frac{K}{s^3 - \delta s^2 + \beta^2 s - \delta \beta^2}.$$

Identificînd coeficienții cu relația (19.20),

$$9,67 \times 10^{-4} (1 - 354 f_o) = 0,528 \times 0,0516.$$

$$\text{Desensibilizarea} = 1 - 354 f_o = 28,2$$

$$a_o f_o = 27,2$$

$$G_o = -f_o = -\frac{27,2}{-354} = 0,077 \text{ mS.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.3

Limita de stabilitate este axa j , așa încît se calculează limita inferioară a lui C_f , calculînd polii de pe axa j :

$$A(s) = \frac{K}{(s - \delta)(s^2 + \beta^2)} = \frac{K}{s^3 - \delta s^2 + \beta^2 s - \delta \beta^2}.$$

Problema poate fi acum rezolvată, identificînd coeficienții cu relația (19.3), ca în problema P. 19.1, presupunînd cazul cel mai defavorabil al lui $a_o f_o$ foarte mare. O metodă mai directă este de a observa că locul rădăcinilor din fig. 19.14 ilustrează că polul real, care se deplasează spre stînga, forțează polii complecși să se deplaseze spre dreapta, pentru a păstra invarianța distanței față de axa j . Deci, plasînd zeroul la valoarea : $-(s_a + s_b + s_c)$, va face ca s_c să se deplaseze astfel încît s_a și s_b să nu intre în semiplanul drept.

Deci poziția zeroului este :

$$s_z = -(0,0251 + 0,0943 + 0,409) = -0,528 (\text{ns})^{-1}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.7

$$a(s) = \frac{10^6}{(s + 2)(s + 2)(s + 2)} = \frac{10^6}{s^3 + 6s^2 + 12s + 8}$$

$$a_o = \frac{10^6}{8}$$

Deci,

$$A(s) = \frac{10^6}{s^3 + 6s^2 + 12s + 8(1 + a_o f)}.$$

Din tabelul 19.3 :

$$b_o = b_1 b_2 = 6 \times 12 = 8 (1 + a_o f_o)$$

$$a_o f_o = 8$$

$$f_o = 6,4 \times 10^{-6}.$$

Păstrînd $a_o = 10^6/8$ ca mai sus,

$$a(s) = \frac{10^6}{(s + 2)(s + 2)(s + 1/50)} = \frac{10^6}{s^3 + 4,02 s^2 + 4,08 s + 0,08}$$

Deci :

$$A(s) = \frac{10^3}{s^3 + 4,02 s^2 + 4,08 s + 0,08 (1 + a_o f_o)}$$

Acum :

$$b_o = 4,08 \times 4,02 = 0,08 (1 + a_o f_o)$$

$$1 + a_o f_o = \frac{16,4}{0,08} = 205$$

$$a_o f_o = 204$$

$$f_o \approx 1,6 \times 10^{-2}$$

Interpretând în funcție de locul rădăcinilor, înseamnă că deplasând un pol al lui $a(s)$ mult înspre origine, atunci când se aplică reacția, cei doi poli mai mici al lui $A(s)$ trebuie să se deplaseze pe o distanță considerabilă pe axa reală, până să formeze o pereche complexă.

Deci $a_o f_o$ poate fi mult mai mare pentru aceeași localizare a polilor lui $A(s)$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.10

Polii lui $a(s)$ în fig. 19.10 pot fi substanțial modificați prin adăugarea unui condensator de 50 pF de la baza la colectorul lui T_1 , T_2 sau T_3 . Cei trei poli inferiori sînt în fiecare caz s_i în unități (ns^{-1}) :

	s_1	s_2	s_3
fără C_1	-0,025	-0,094	-0,409
50 pF la T_1	-0,014	-0,054	-0,389
50 pF la T_2	-0,0029	-0,192	-0,402
50 pF la T_3	-0,0039	-0,058	-0,419

(Se observă că atunci când se adaugă C_1 la T_1 , se obțin 7 poli în loc de 6, deoarece în această poziție C_1 nu produce o buclă capacitivă.)

Cea mai mare îndepărtare între s_1 și s_2 se obține atunci când C_1 se adaugă la T_2 , deci ne așteptăm să obținem o desensibilizare mai mare decât în cazul plasării lui C_1 la T_1 sau la T_3 .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.11

Datorită plăcii de variație a semnalului de ieșire, ar fi necesar un curent mare pentru a conduce orice condensator de compensare legat la nodul de ieșire. Din această cauză, semnalul de ieșire sinusoidal maxim ar fi mult mai mic la frecvențe înalte decât la frecvențe medii.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.12

Pentru $R_f = 5000 \Omega$, și variind pe C_1 din fig. 19.10 se obțin valorile celor trei poli inferiori în $(ns)^{-1}$ și pF.

C_1	s_1	s_2	s_3
0	+0,038	$\pm j 0,32$	-0,65
20	+0,002	$\pm j 0,23$	-0,59
50	-0,029	$\pm j 0,17$	-0,54
200	-0,070	$\pm j 0,076$	-0,470
500	-0,035	-0,138	-0,438

Interpolând $C_1 = 50$ pF și $C_2 = 200$ pF, se găsește că pentru $C_2 = 150$ pF se va obține o pereche complexă cu $Q = 1$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.13

Din cap. 15, presupunând poli reali,

$$\frac{1}{\omega_h^2} = \frac{1}{s_1^2} + \frac{1}{s_2^2} + \dots$$

Deci fără C_1 se găsește de la pag. 190 frecvența limită pentru circuitul α :

$$\frac{1}{\omega_h^2} \approx \frac{1}{0,0251^2} + \frac{1}{0,0943^2}$$

$$\omega_h \approx 0,024 \text{ Grad/s.}$$

Includând pe C_1 de la pag. 208

$$\frac{1}{\omega_h^2} \approx \frac{1}{0,003^2} + \frac{1}{0,192^2}$$

$$\omega_h \approx 0,003 \text{ Grad/s.}$$

Deci banda circuitului se reduce substanțial prin introducerea condensatorului de compensare.

Ca rezultat, desensibilizarea amplificatorului va lucra efectiv, pe o plajă de frecvență mult mai restrinsă, după compensare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.20

Zerourile circuitului de reacție sînt la :

$$s_a = -\frac{1}{R_2 C_2} = -0,212 \text{ (ms)}^{-1}$$

$$s_b = -\frac{1}{R_1 C_1} = -12,35 \text{ (ms)}^{-1}$$

Rezolvînd numitorul lui $f(s)$, se găsesc poli lui $f(s)$:

$$s_0 = -2,78 \text{ (ms)}^{-1}$$

$$s_1 = -2578 \text{ (ms)}^{-1}$$

Deci locul rădăcinilor este :

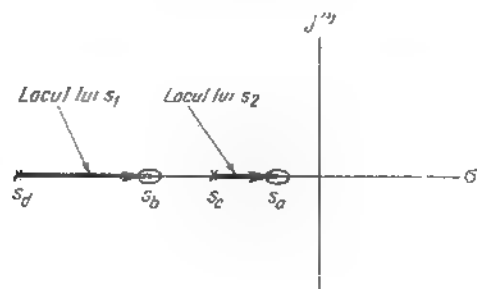


Fig. P. 19.20

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 19.21

Amplificatorul complet cu reacție :

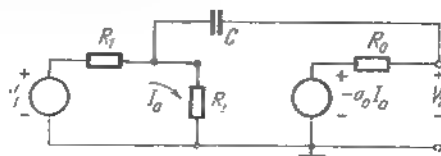


Fig. P. 19.21.1

Aceasta este o reacție de tip nod-nod, deci circuitul a este :

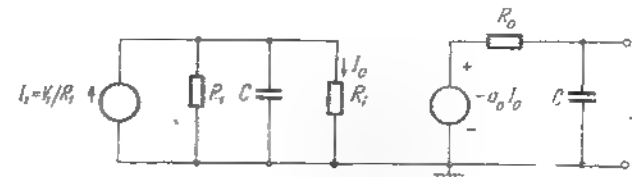


Fig. P. 19.21.2

$$f(s) = -sC$$

$$a(s) = \frac{V_1}{I_1} = \frac{G_1}{G_1 + G_f + sC} (-a_0) \frac{1}{R_0 C} = 1$$

Conform acestui calcul, $a(s)$ are doi poli, iar $f(s)$ are un zero de valoare zero, și nici un pol finit. Deci vom prevedea că $A(s)$ are doi poli.

Totuși, inspectarea circuitului A original arată existența a numai unui singur element de stocare a energiei, deci $A(s)$ are numai un pol.

Problema în legătură cu calculele asupra circuitului a este că transmisia directă prin C tinde la infinit :

$$y_{ff} = -sC.$$

Deci y_{ff} va fi totdeauna mic în comparație cu y_{fo} , așa cum cere relația (18.25).

Același efect este prezent și în fig. 19.13, dar deoarece acolo C_f era mic în comparație cu celelalte condensatoare din circuitul a , neglijăm efectul de încărcare produs de C_f . În problema de față, C este singurul condensator, deci nu poate fi ignorat.

PROBLEME LA CAP. 20

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.3

Din fig. 20.6 la $\angle a = -180^\circ = \angle a f_o$, $|a| = 2$.

Deci pentru a obține o rezervă de amplificarea egală cu 4, este necesar ca la această frecvență critică

$$|a f| = 2 f_o = \frac{1}{4}$$

$$f_o = \frac{1}{8} = 0,125 \text{ } \Omega$$

Deci desensibilizarea la frecvențe medii este :

$$a_{fo} = \frac{100}{8} = 12,5.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.4

Rezerva de amplificare ≈ 1 .

Rezerva de fază $\approx 0^\circ$.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.10

Aplicând o sursă de curent între baza și colectorul lui T_1 din fig. 20.5, b, se poate calcula tensiunea rezultantă V_t . Se mută mai întâi rezistența de emitor R_e deasupra nodului emitorului înmulțind prin $(\beta_0 + 1) \approx 50$.

Acum se găsește că rezistența între bază și masă este, neglijând pe R_{L1} , R_{L2} și R_{L3} :

$$R_g = R_g \parallel (r_{\pi} + r_{\pi} + \beta_0 R_e) = 1000 \parallel 300.$$

Curentul prin r_{π} este:

$$I_{r_{\pi}} = I_t \times \frac{1000}{1000 + 300} = \frac{I_t}{1,3}.$$

Rezistența de sarcină a lui T_1 este $r_{\pi 2} + r_{\pi 2} = 275 \Omega$.

$$\text{Deci } \frac{V_t}{I_t} = R_{to} = 1000 \parallel 300 + 275 + \frac{1}{1,3} \times 50 \times 275 = 230 + 275 + 10\,600 = 11105 \Omega.$$

Un calcul similar pentru R_{20} , de la baza la colectorul lui T_2 duce la:

$$R_{20} = 275 + 275 + 50 \times 275 = 14\,350 \Omega.$$

Pentru T_3 , avem din nou pe R_e în circuit, dar de data aceasta apare în serie cu R_{L1} .

$$\text{Deci } R_{30} = 275 + 50,5 + 50 \times 50,5 = 2800,5 \Omega.$$

Deoarece R_{20} este rezistența cea mai mare, se adaugă C_1 acestui etaj. Aceasta trebuie să producă polul dominant pentru o anumită capacitate dată.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.12

Răspunsuri:

Pentru $af(j\omega)$, $\omega_h \approx 1$ Mrad/s.

Pentru $A(j\omega)$, $\omega_h \approx 58$ Mrad/s.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.14

$$\text{La } |af| = 180^\circ, |a| = 125 \text{ k}\Omega.$$

Pentru a realiza o rezervă de amplificare egală cu 5, valoarea lui $|af|$ în acest punct trebuie să fie $\frac{1}{5}$.

Deci:

$$|125 f_o| = \frac{1}{5}$$

$$f_o = -0,0016 \text{ nS.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.15

Pentru a stabili, creșterea valorilor a două dintre capacitățile de cuplaj. Va trebui să le mărim printr-un ordin de mărime, astfel că în acest caz capacitatea nemodificată va introduce o depășire a fazei de 90° și o amplificare care scade liniar cu ω . La frecvența critică este necesar ca $|af| = 1$, $|af| = -120^\circ$.

Deci cele două capacități mari vor da $120^\circ - 90^\circ = 30^\circ$, deci 15° pe capacitate.

La o depășire a fazei de 15° nu va apărea o scădere apreciabilă a amplificării. Deci factorul egal cu 100 de descreștere a lui $|af|$, pentru a obține $|af| = 1$ trebuie să se obțină de la o singură capacitate.

Așadar, frecvența critică va fi la $\omega = 0,01$.

La această frecvență,

$$\frac{1}{\omega C} = R \tan 15^\circ = 0,27 R.$$

Exemplul a fost dat pentru $R = 1 \text{ k}\Omega$, deci,

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{0,01 \times 0,27} = 380 \mu\text{F}.$$

$$C_3 = 1 \mu\text{F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.17

Dacă se schimbă condensatoarele C_1 și C_2 prin aceeași cantitate, în scopul stabilizării amplificatorului, atunci relația (20.9) devine:

$$a(s) = \frac{a_0 s^2}{(s+1)(s-s_0)(s-s_0)}.$$

Deci $A(s)$ devine :

$$A(s) = \frac{a_0 s^3}{s^3 (1 + a_0 f_0) + s^2 (-2s_0 + 1) + s_0 (s_0^2 - 2s_0) + s_0^2} \quad (1)$$

Pentru $Q = 1$, poli complexi sînt așezați pe raze înclinate cu 60° . Adică :

$$A(s) = \frac{K s^3}{(s - \delta)(s - \alpha + j\sqrt{3}\alpha)(s - \alpha - j\sqrt{3}\alpha)} = \frac{K s^3}{s^3 - s^2(2\alpha + \delta) + s(2\delta\alpha + 4\alpha^2) - 4\alpha^2\delta} \quad (2)$$

Valoarea lui α_0 poate fi acum determinată prin identificarea coeficienților relațiilor (1) și (2), dar calculul poate fi laborios, așa cum s-a specificat în cap. 19 (v. pag. 210).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.19

Din grafic $\alpha = 180^\circ$ la $\omega = 2$ și la această frecvență $|\alpha| = 36$.

(a) Pentru stabilitate $|af|$ trebuie să fie mai mic decît unu la 2 MHz, astfel încît, la această frecvență :

$$|af| = 1 = 36 f$$

$$|f| = \frac{1}{36} = 0,028.$$

(b) Încercați o rezervă de fază egală cu 4 scăzînd $|af|$ de 4 ori. Deci :

$$|f| = \frac{0,028}{4} = 0,007.$$

Încercați o rezervă de fază de 45° . Unghiul de fază al lui af este -135° (45° rezervă de fază) la frecvența de 0,7 MHz.

Trebuie să avem $|af| = 1$ la această frecvență. Dar $|\alpha| = 220$ la frecvența de 0,7 MHz. Deci :

$$220 |f| = 1$$

$$|f| = \frac{1}{220} = 0,0045.$$

Aceste două calcule nu trebuie să se verifice pentru că pleacă de la două criterii distincte. Rezerva de fază dă în acest caz o proiectare ceva mai restrictivă, adică avînd o reacție mai mică.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 20.20

Desensibilizarea cerută $1 + af = 100$

$$a_0 = 1000$$

$$f = \frac{99}{1000} = 0,099 \approx 0,1.$$

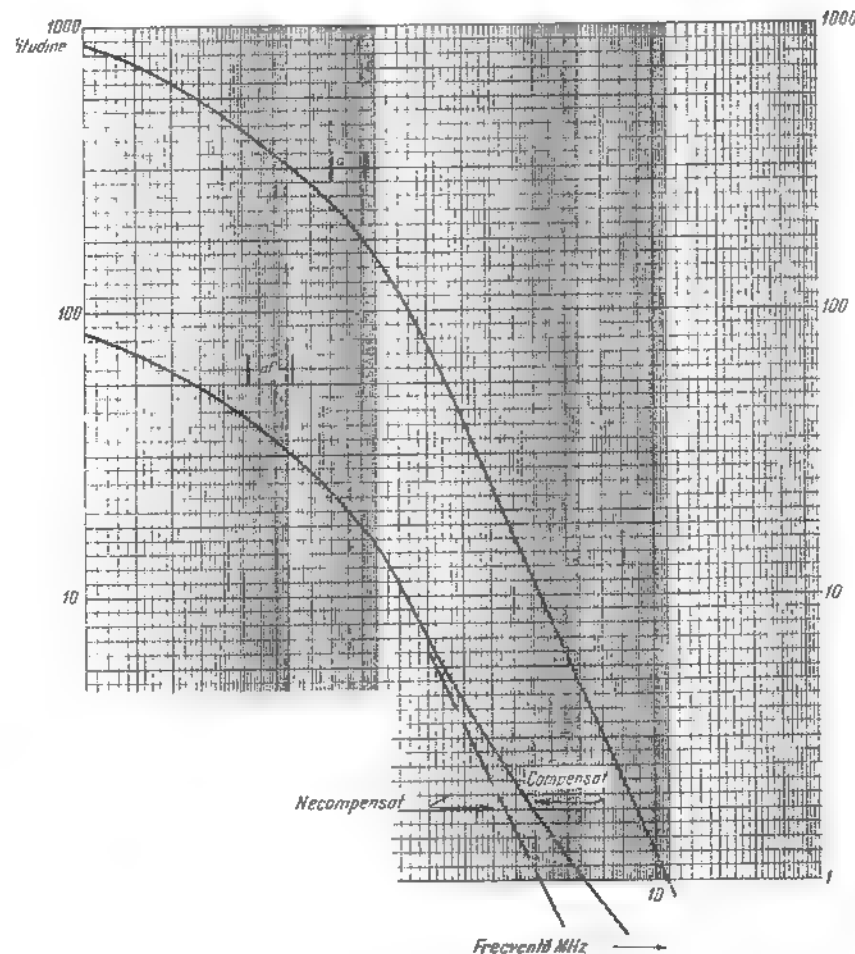


Fig. P. 20.20.1

Din rezultatele problemei 20.19 din reprezentarea grafică a lui $af(j\omega)$, acesta nu este stabil. Compensați prin adăugarea unui zero rețelei de reacție. Dacă se alege $f_z = 3 \text{ MHz}$ ($s_z = -2\pi \times 3$) atunci, așa cum se vede de pe grafic, se obține o rezervă de amplificare de 2,5

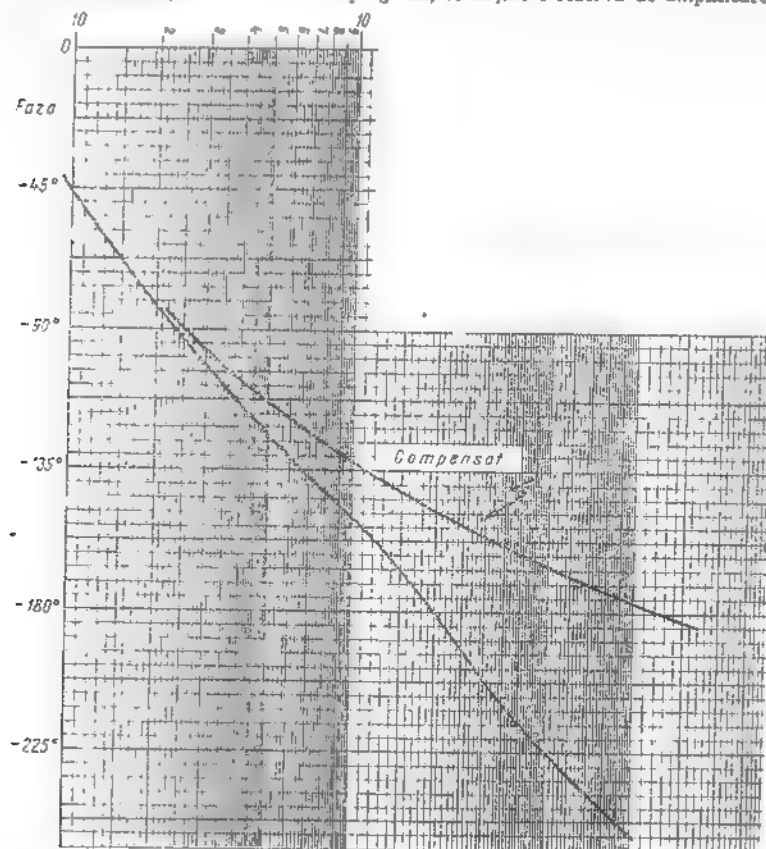


Fig. P. 20.20.2

și o rezervă de fază de 18° . Dacă se alege $f_z = 2 \text{ MHz}$ se obține o rezervă de amplificare de 2 și o rezervă de fază de 20° . Ambele vor produce un vîrf considerabil în răspunsul în frecvență, dar sînt stabile.

PROBLEME LA CAP. 21

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.2

a) I_{ES} este curentul de saturație al joncțiunii emitorului măsurat cu colectorul scurtcircuitat la bază.

b) I_{CO} este curentul de saturație al joncțiunii colectorului cu terminalul emitorului în circuit deschis.

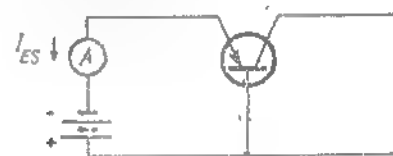


Fig. P. 21.2.1.

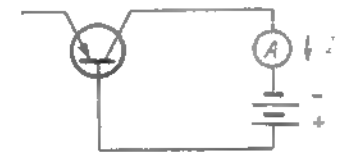


Fig. P. 21.2.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.6

Un model pentru tranzistorul npn în care generatorul dependent este controlat de către I_E este prezentat mai jos.

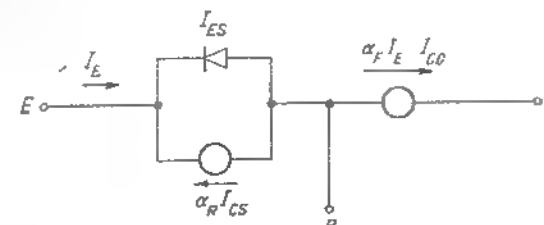


Fig. P. 21.6.1.

Un model pentru un tranzistor npn în care generatorul dependent este controlat de către I_B este prezentat mai jos.

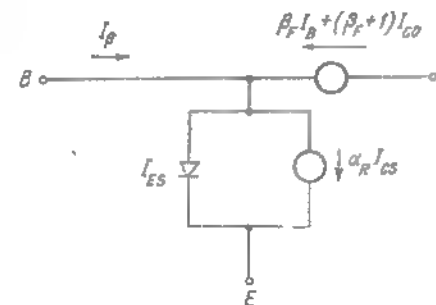


Fig. P. 21.6.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.7

a) Cu $V_{CB} = 0$, relațiile (21.4) duc la :

$$I_C = -\alpha I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (1)$$

$$I_B = -(1 - \alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (2)$$

$$I_E = I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1). \quad (3)$$

Dacă I_B este fixat la valoarea I , avem :

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_S} \right) \quad (4)$$

$$I_C = -\alpha I$$

$$I_B = -(1 - \alpha) I.$$

b) Cu $I_E = I_C$ avem :

$$I_B = -2I$$

și din relația 21.4 c.

$$2I = (1 - \alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1) + (1 - \alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1). \quad (5)$$

Simetria relației cere ca $V_{EB} = V_{CB}$. Așadar,

$$I = (1 - \alpha) I_S (e^{qV_{EB}/kT} - 1).$$

sau

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I}{(1 - \alpha) I_S} + 1 \right] \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{(1 - \alpha) I_S} \quad (6)$$

$$I_B = -2I.$$

c) Pentru cazul în care $V_{CB} = 0$, sarcina în exces este de configurație triunghiulară și este proporțională cu $1/2 p'_0(0)$ sau cu $\frac{1}{2} (e^{qV_{EB}/kT} - 1)$ sau cu $\frac{1}{2} I$.

Pentru cazul în care $I_E = I_C$, sarcina în exces este dreptunghiulară și proporțională cu $p'_0(0)$ sau cu $(e^{qV_{EB}/kT} - 1)$ sau $I/(1 - \alpha)$. Se observă că în acest caz V_{EB} este mult mai mare. Așadar,

$$\frac{q_B (I_E = I_C)}{q_B (V_{CB} = 0)} = \frac{2}{1 - \alpha}.$$

Raportul are o valoare tipică mare, întrucât $(1 - \alpha) \ll 1$.
Raportul tensiunilor :

$$\frac{V_{EB} (I_E = I_C)}{V_{EB} (V_{CB} = 0)} = \frac{\ln \left[\frac{I}{(1 - \alpha) I_S} \right]}{\ln \left[\frac{I}{I_S} \right]}.$$

d) Când $V_{CB} = 0$, $|I_B|$ este mic comparat cu I , cea mai mare parte din I apare la colector, iar sarcina din regiunea bazei este mică. Când tranzistorul este în saturație puternică, cu $V_{EB} = V_{CB}$, $|I_B|$ este egal cu $2I$ și tot curentul I dă curentul de recombinare în bază. În consecință, sarcina din regiunea bazei trebuie să fie mult mai mare pentru a suporta un curent de bază mult mai mare.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.8

Ambete diode ale unui tranzistor npn sînt polarizate în sens direct dacă sînt satisfăcute simultan inegalitățile :

$$\alpha_F I_E < -I_C$$

$$\alpha_R I_C < -I_E$$

sau

$$\alpha_F I_E < I_E + I_B$$

$$\alpha_R I_C < I_C + I_B$$

sau

$$I_B > -(1 - \alpha_F) I_E \quad (1)$$

$$I_B > -(1 - \alpha_R) I_C. \quad (2)$$

În saturație directă, I_E este negativ și I_C este pozitiv. Așadar, (1) este satisfăcută dacă I_B este pozitiv și mai mare decît $-(1 - \alpha_F) I_E$. Echivalent :

$$I_B > \frac{I_E}{\beta_F + 1}$$

sau

$$I_B > \frac{I_C}{\beta_F}.$$

Similar, în saturație inversă, când I_C este negativ și I_E este pozitiv trebuie să avem :

$$I_B > -(1 - \alpha_R) I_C = -\frac{I_C}{\beta_R + 1}$$

sau

$$I_B > \frac{I_E}{\beta_R}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 21.11

Ecuația Ebers-Moll (21.5 b),

$$I_C = \alpha_F I_{ES} (e^{-qV_{BE}/kT} - 1) + I_{CS} \quad \left(\text{pentru } V_{CE} \gg \frac{kT}{q} \right).$$

a) Deoarece I_C este constant pentru orice $V_{BE} < 0$ trebuie ca :

$$\alpha_F I_{ES} \ll I_{CS} \text{ sau } I_{ES} \ll I_{CS}.$$

b) I_{CS} este valoarea lui I_C pentru V_{BE} negativ :

$$I_{CS} \approx 4 \times 10^{-9} \text{ A} = 4 \text{ nA}.$$

c) O creștere a lui V_{BE} de la 0,2 V la 0,4 V produce o creștere a lui I_C de la 2×10^{-7} A la 5×10^{-5} A. Deci :

$$\frac{5 \times 10^{-5}}{2 \times 10^{-7}} = e^{\frac{q}{kT} (0,2)}$$

sau :

$$250 = e^{\frac{q}{kT} (0,2)} \quad \frac{q}{kT} (0,2) = 5,5$$

$$\frac{kT}{q} = \frac{0,2}{5,5} \approx 36 \text{ mV} \quad \frac{kT}{q} \approx 36 \text{ mV}.$$

d) Se consideră $V_{BE} = 0,2$ V.

$$I_C \approx 2 \times 10^{-7} \text{ A}.$$

Deci :

$$\alpha_F I_{BS} = \frac{2 \times 10^{-7}}{250} = 0,8 \text{ nA}.$$

$$I_{ES} \approx 0,8 \text{ nA}.$$

PROBLEME LA CAP. 22

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.5

Termenul care reprezintă curentul de bază este i_B . Recombinarea este reprezentată de doi termeni. Curentul cerut pentru a suplini recombinația sarcinii din regiunea activă q_{FO} este :

$$\frac{q_{FO}}{\tau_{BF}} = \frac{I_B (sat)}{\beta_F}.$$

Curentul cerut pentru a suplini sarcina regiunii de saturație q_S este q_S/τ_S .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.6

Termenul ce reprezintă recombinația și care a fost neglijat în § 22.3.5 este :

$$q (recomb) = \frac{1}{\tau_{BE}} \int_{\tau_0}^{\tau_0} q_F dt.$$

Dacă se presupune o descădere liniară a lui q_F cu timpul,

$$q = \frac{1}{0,4 \times 75} \times \frac{4}{2} \times 99 = 6,6 \text{ pC}.$$

Variația sarcinii condensatorului este 25,9 pC, deci termenul de recombinație reprezintă 25% în aceste calcule. Deoarece recombinația va ajuta în descărcarea sarcinii condensatoarelor, ea va accelera tranziția.

Într-o primă aproximație, ne așteptăm la o reducere de 25% în timpul de comutare, dând un timp de aproximativ 75 nS. Aceasta concordă cu valoarea calculată pe calculator a timpului t_f .

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.9

Din fig. 22.14, dacă notăm valoarea din regim staționar finală a variației exponențiale (și care nu este niciodată ajunsă), prin q_S (*final*) atunci :

$$-q_S(\text{final}) = [q_S(\text{inițial}) - q_S(\text{final})] e^{-t_{sd}/\tau_S} \quad (1)$$

Valoarea finală a lui q_S din relația (22.25) ne dă valorile lui q_S cerute mai sus. Deci

$$q_S(\text{inițial}) = \tau_S \left[I_{B1} - \frac{I_C(\text{sat})}{\beta_F} \right] \quad (2)$$

$$q_S(\text{final}) = \tau_S \left[I_{B2} - \frac{I_C(\text{sat})}{\beta_F} \right] \quad (3)$$

Rezolvând ecuația (1) pentru valoarea lui t_{sd} se obține :

$$t_{sd} = \tau_S \ln \left[\frac{q_S(\text{inițial}) - q_S(\text{final})}{-q_S(\text{final})} \right]$$

Apoi înlocuim valorile relațiilor (2) și (3) și se obține relația (22.48 a).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.11

$$\frac{d(q_F + q_{FC})}{dt} = \frac{q_F}{\tau_F} - q_F \left(\frac{1}{\tau_F} + \frac{1}{\tau_{BF}} \right) + I_B + I_C$$

$$\frac{d(q_R + q_{FC})}{dt} = \frac{q_F}{\tau_F} - q_R \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) - I_C$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.13

Starea inițială, $V_I = -6,6$ V, $i_B = 1$ mA

$$q_{BO} = -I_C(\text{sat}) \tau_F = 10 \times 1 = 10 \text{ nC}$$

$$i_{BO} = -\frac{10}{100} = -0,1 \text{ mA}$$

$$\tau_S = \frac{100(5+1) + 50(100)}{106} = 52,8 \text{ ns}$$

$$q_S = (1 - 0,1) 52,8 = 47,5 \text{ pC}$$

Valoarea finală a lui q_S este :

$$q_S = -(0,5 - 0,1) 52,8 = -31,6 \text{ pC}$$

Ecuația lui q_S este o exponențială (v. fig. 22.14) :

$$31,6 = (31,6 + 47,5) e^{-t_{sd}/52,8}$$

$$t_{sd} = 52,8 \ln \frac{79,1}{31,6} = 48,5 \text{ ns}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.14

(a) Cu $v_i = 0,2$ V, $v_2 = v_3 = 0$, toate tranzistoarele sînt apropiate de o blocare netă, deci $v_0 = 10$ V. Pentru v_0 (*final*), avem :

$$I_C(\text{sat}) = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

$$\frac{I_C(\text{sat})}{\beta_F} = \frac{10}{75} = 0,133 \text{ mA}; I_B = \frac{10,6 - 0,6}{10} = 1 \text{ mA} > \frac{I_C(\text{sat})}{\beta_F}$$

deci tranzistorul este saturat și deci v_0 (*final*) = 0 V.

(b) Într-o primă aproximație neglijăm efectul următoarelor două tranzistoare asupra primului și q_{FC} pentru primul tranzistor rezultă :

$$i_B \approx \frac{d}{dt} (q_F + q_{FC}), i_C \approx \frac{q_F}{\tau_F}$$

$$q_F(t_1) \approx 0; q_F(t_2) \approx 4 \text{ pC}; q_{FC}(t_1) = -19,3 \text{ pC}$$

$q_{FC}(t_2) = 1,1 \text{ pC}$ și integrînd curentul bazei rezultă o primă valoare pentru t_r :

$$i_B(t_2 - t_1) = [4 - 0] + [1,1 + 19,3] = 24,4 \text{ pC}$$

$$i_B = 1 \text{ mA} \rightarrow t_r \approx \frac{24,4}{1} = 24,4 \text{ ns}$$

În realitate, deoarece cele trei capacități de colector combinate trebuie să preia aproximativ 60 pC în timpul tranziției prin regiunea activă, va exista o componentă a curentului de colector de aproximativ $\frac{60 \text{ pC}}{24,4 \text{ ns}} \approx 2,5 \text{ mA}$, deci la limita de saturație, $q_F \approx (12,5 \text{ mA}) \times (0,4 \text{ ns}) = 5 \text{ pC}$ în loc de 4 pC.

Așadar $t_F = \frac{25,4 \text{ pC}}{1 \text{ mA}} \approx 25,4 \text{ ns}$ adică o modificare cu 4,2%. Dacă este necesară o precizie mai mare putem itera sau rezolva pe calculator.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.15

Topologia circuitului este prezentată mai jos

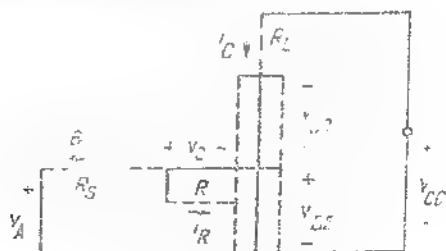


Fig. P. 22.15

Cele trei tensiuni variabile de stare formează un arbore, deci putem începe lucrul.

În plus avem nevoie de o ecuație de stare care să descrie capacitatea C (adăugată, de exemplu, la relațiile 22.62)

$$C \frac{dv_C}{dt} = I_B - I_E$$

Acum trebuie să găsim relația între curenții de legătură și tensiunile ca variabile de stare:

$$I_B = (v_A - v_C - v_{BE})/R_S$$

$$I_E = v_C/R$$

$$I_C = (V_{CC} + v_{BC} - v_{BE})/R_L$$

În sfârșit, trebuie să găsim relația între orice alt curent din relațiile (22.62) și curenții de legătură. Deoarece i_C este deja un curent de legătură, singura relație necesară este:

$$I_E = -I_C - I_B$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 22.18

(a) Pentru a descărca $C_2 = 200 \text{ pF}$ în 10 ns, e necesar un curent

$$i_C = \frac{dq}{dt} = \frac{200 \times 10}{10} = 200 \text{ mA}.$$

În cursul acestei tranziții, tranzistorul rămâne în regiunea activă, deci q trebuie să ajungă repede la valoarea

$$q_F = i_C \tau_F = 200 \times 1 = 200 \text{ pC}.$$

Pentru a obține această sarcină, se aplică un salt de 10 V lui C_1 (care apare aproape integral la C_1 , datorită caracteristicii de intrare a tranzistorului de forma unei caracteristici de diodă). Deci pentru a trimite această sarcină de 200 pC în C_1 e necesar ca:

$$C = \frac{q}{V} = \frac{200}{10} = 20 \text{ pF}.$$

(b) În timpul tranziției v_{BE} va crește de la 0 la 0,6 V, iar V_{BC} va crește de la -10 la 0,3 V. Din fig. 22.10, folosind $K = 10$.

$$\Delta q_{FE} = 5,4 \text{ pC}$$

$$\Delta q_{VC} = 41 \text{ pC}.$$

Efectul lui Δq_{VC} asupra nodului de colector va fi neglijabil în comparație cu cei 2000 pC variație pe C_2 . Dar trebuie să luăm în considerare aceste variații în bază. Sarcina q_{FE} va fi cerută imediat. Dar variația Δq_{VC} va apare în timpul celor 10 ns în care scade tensiunea de colector.

O anumită sarcină se pierde prin recombinare

$$q(\text{pierdut}) = \frac{1}{\tau_{BF}} \int_0^{10} 200 dt = \frac{200 \times 10}{1 \times 50} = 40 \text{ pC}.$$

Pentru a descărca pe C_2 e necesară o sarcină $q_F \approx 200 \text{ pC}$.

Deci se dă această extrasarcină la început și să presupunem că q_F scade în timpul tranziției datorită recombinării, și lui Δq_{VC} . Concret,

$$q_F(\text{initial}) = 200 + \frac{40}{2} + \frac{41}{2};$$

$$q_F(\text{final}) = 200 - \frac{40}{2} - \frac{41}{2}.$$

Deci sarcina inițială cerută din C_1 este

$$q = 200 + \frac{40}{2} + \frac{41}{2} + 5,4 = 246 \text{ pC.}$$

Deci

$$C_1 = \frac{246}{10} = 24,6 \text{ pF.}$$

Problema suplimentară P. 22.20

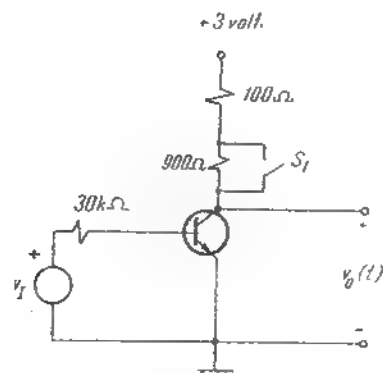


Fig. P. 22.20.1

$$\tau_F = 1 \text{ ns}$$

$$\beta_F = 100$$

$$\tau_R = 20 \text{ ns}$$

$$\beta_R = 2$$

$$\tau_S = 42 \text{ ns}$$

$$K_E = K_C = 0$$

$$Q_{F0} = 1 \times 10^{-10} \text{ C.}$$

(a) Circuitul inverter din fig. 22.20.1 are inițial S_1 deschis.

Pentru $v_I(t)$ de forma arătată în figura de mai jos, schițați și dimensionați $i_C(t)$ și $v_O(t)$ pe grafic. Faceți aproximațiile necesare.

(b) Calculați q_F și q_R la sfârșitul tranziției și schițați concentrația de purtători minoritari în exces n'_b în bază

(c) La momentul t_0 , după ce tranziția de mai sus a luat sfârșit, se închide S_1 . Schițați și dimensionați $i_C(t)$ și $v_O(t)$ pe grafic. Folosiți aproximații rezonabile incluzând variații instantanee. Explicați rezultatele. Schițați n'_b la sfârșitul tranziției.

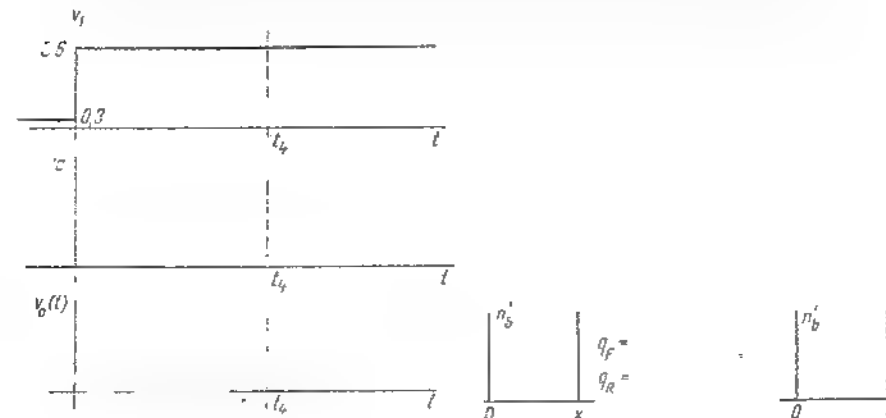


Fig. P. 22.20.2.

Problema suplimentară P. 22.21

Rezolvați problema P. 22.20 cu $\tau_R = 100 \text{ ns}$. (Observați că τ_S nu mai este egal cu 42 ns).

Problema suplimentară P. 22.23

Rezolvați problema P.22.20 cu $\tau_R = 200 \text{ ns}$. (Observați că τ_S nu mai este egal cu 42 ns).

PROBLEME LA CAP. 23

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.2

Cu v_I egal cu zero, inițial, P_1 va fi blocat, B_1 va fi saturat, iar capacitatea C_1 va fi încărcată la $+V_C$. Dacă apoi V_I comută la $+V_C$, P_1 se va satura, iar B_1 se va bloca imediat, deoarece emitorul său va fi menținut la V_C de către capacitate. Deci capacitatea se descarcă numai prin rezistența de $1 \text{ k}\Omega$ și nu prin B_1 . Constanta de timp este $\tau = R_L C_L = 1000 \text{ ns}$. Deci la sfârșitul impulsului de $1 \mu\text{s}$, capacitatea va fi descărcată până la tensiunea $V_C/2,72$.

Dacă v_I comută din nou la zero, P_1 se va bloca și B_1 va fi condus de curentul prin R_C . În timpul traversării regiunii active normale, rezistența efectivă de ieșire a lui P_1 va fi $R_C/(\beta_F + 1)$.

Deci constanta de timp a încărcării condensatorului de 1000 pF va fi:

$$\tau = C \left(1 \text{ k} \Omega \parallel \frac{R_0}{\beta_F + 1} \right).$$

Presupunând R_0 de cîteva sute de ohmi, de exemplu 500 Ω și $\beta_F = 50$, această constantă de timp este numai 10 ns, deci condensatorul se încarcă la valoarea finală în 40 sau 50 ns.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.5

În fig. 23.9, *a* este necesară o dovadă astfel încît atunci cînd v_E este la valoarea V_C , iar B_1 și B_2 sînt saturate, B_2 nu va conduce un curent substanțial.

Pentru simplitate, presupuneți că tranzistoarele sînt similare și notați nodurile din fig. 23.9, *b* ca în fig. 23.9, *a*. În fig. 23.9, *b*, cînd v_E are valoarea $+V_C$, B_1 va fi saturat și deci:

$$V_E = V_{CE1}(\text{sat}).$$

În același timp, B_2 va fi saturat și deci $v_O = v_{CE2}(\text{sat})$.

Deci în acest circuit, tensiunea la bornele joncțiunii emitor-bază a lui B_2 este:

$$v_{BE2} = V_{CE1}(\text{sat}) - V_{CE2}(\text{sat}) \approx 0.$$

Deci B_2 nu va conduce curent în acest caz, deci nu este necesară o diodă.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.6

Inițial, $v_{BE} = 0,1$ V, $v_{BC} = 1,5$ V (v. fig. 23.11). La sfîrșitul intervalului de întîrziere $v_{BE} = 0,3$ V, $v_{BC} = 1,3$ V. Din fig. 22.10:

$$q_{VE}(t_0) = 7 \times 0,1 = 0,7 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_0) = 4 \times (-0,85) = -3,4 \text{ pC};$$

$$q_{VE}(t_1) = 7 \times 0,3 = 2,1 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_1) = 4 \times (-0,75) = -3 \text{ pC}$$

$$I_B \text{ la } t_0 \text{ este } \frac{3 - 0,1}{1} = 2,9 \text{ mA};$$

$$I_B \text{ la } t_1 \text{ este } \frac{3 - 0,3}{1} = 2,7 \text{ mA}.$$

Deci cu un curent de bază mediu $I_B = 2,8$ mA.

$$\int_{t_0}^{t_1} I_B dt = \Delta q = (2,1 - 0,7) + (-3 + 3,4) = 1,8 \text{ pC}.$$

$$\text{Timpul de întîrziere} = t_1 - t_0 = t_d = \frac{\Delta q}{I_B} = \frac{1,8}{2,8} = 0,65 \text{ ns}.$$

Aceasta este numai 20 % din timpul de creștere de 3,8 ns calculat în text, deci neglijarea lui t_d este justificată.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.7

La sfîrșitul intervalului de creștere, $V_{BE} = 0,7$ V și $V_{BC} = 0,3$ V. Din problema P.23.6:

$$q_{VE}(t_1) = 2,1 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_1) = -3 \text{ pC}.$$

Din fig. 22.10:

$$q_{VE}(t_2) = 7 \times 0,6 = 4,2 \text{ pC};$$

$$q_{VC}(t_2) = 4 \times 0,3 = 1,2 \text{ pC}.$$

$$\text{De asemenea: } q_P(t_2) \approx I_C \tau_F = \frac{1,8}{0,24} \cdot 0,1 = 3,1 \text{ pC}.$$

Neglijînd recombinarea:

$$\int_{t_1}^{t_2} I_B dt = \Delta q = (4,2 - 2,1) + (1,2 + 3) + 3,1 = 9,4 \text{ pC}.$$

Media lui I_B pe interval este:

$$\frac{2,7 + 2,9}{2} = 2,8 \text{ mA}.$$

Deci $t_2 - t_1 = \text{timpul de creștere} = t_r = \frac{9,4}{2,8} = 3,36 \text{ ns}$ ceea ce confirmă valoarea din text

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.8

Pentru a ilustra cealaltă metodă a calculului asupra regiunii de saturație, se determină mai întâi q_F și q_R în starea de saturație. Pentru T_2 saturat, și T_1 de asemenea saturat,

$$i_{B2} = - \frac{0,6 - 0,1}{0,4} = -1,25 \text{ mA}$$

$$i_{C2(sat)} = \frac{3 - 0,1}{0,6} = 4,8 \text{ mA.}$$

Determinăm mai întâi sarcina stocată în T_2 , înaintea tranziției. În starea stabilă de sat - rație, ecuațiile metodei controlului prin sarcină sînt, pentru T_2 ,

$$i_{B2} = \frac{q_F}{\tau_{BF}} + \frac{q_R}{\tau_{BR}} ;$$

$$i_{C2} = \frac{q_F}{\tau_F} - q_R \left(\frac{1}{\tau_B} + \frac{1}{\tau_{BR}} \right) .$$

Cînd T_1 era blocat, i_{B2} era fixat la :

$$i_{B2} = \frac{3 - 0,6}{1} = 2,4 \text{ mA.}$$

Deci

$$2,4 = \frac{q_F}{2,5} + \frac{q_R}{10} ;$$

$$4,8 = \frac{q_F}{0,5} - q_R \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{10} \right) .$$

Rezolvînd, găsim :

$$q_F = 8,6 \text{ pC;} ;$$

$$q_R = 20,5 \text{ pC.}$$

Inițial avem: $q_S = q_F + q_R - q_{FO} = 8,6 + 20,5 - 4,8 \times 0,5 = 23,7 \text{ pC.}$

Acum putem calcula și q_S cu ajutorul lui τ_S

$$\tau_S = \frac{25(5+1) + 10(50)}{5+1+50} = 11,6 \text{ ns.}$$

Acum, din relația (22.26), în starea stabilă, înainte de aplicarea saltului negativ pe bază,

$$q_S = \tau_S [i_B - I_C(sat)/\beta_F] = 11,6 (2,4 - 4,8/50) = 26,7 \text{ pC ca anterior.}$$

În final :

$$q_S = 11,6 [-1,25 - 4,8/50] = -15,7 \text{ pC.}$$

Această valoare nu este niciodată atinsă din cauza schimbărilor tranzistorului (duc către regiunea activă, cînd $q_S = 0$).

Ecuația lui q_S este o simplă exponențială scăzătoare.

Deci :

$$15,7 = (15,7 + 26,7)e^{-t_{sd}/\tau_S}$$

$$t_{sd} = \tau_S \ln \frac{42,4}{15,7} = 11,6 \text{ ns.}$$

Timpu de scădere

Se presupune o traversare rapidă a regiunii active, deci putem neglija recombinarea, Se calculează mai întâi Δq .

Se definește drept început al traversării t_1 și drept sfîrșit t_2 :

$$q_F(t_1) = \tau_F I_C = 0,5 \times 4,8 = 2,4 \text{ pC}$$

$$q_F(t_2) = 0$$

$$q_{BE2}(t_1) = 0,6$$

$$q_{FE}(t_1) = 4,2 \text{ pC}$$

$$q_{BB2}(t_2) = 0,3$$

$$q_{FC}(t_1) = 2,1 \text{ pC}$$

$$q_{BC}(t_1) = 0,3$$

$$q_{FC}(t_1) = 1,2 \text{ pC}$$

$$q_{BC}(t_2) = -2,7$$

$$q_{FC}(t_2) = -6 \text{ pC.}$$

Curentul de bază inițial este :

$$i_B(t_1) = -1,25 \text{ mA.}$$

La capătul regiunii active curentul de bază a scăzut la

$$i_B(t_2) = - \frac{0,3 - 0,1}{0,4} = -0,5 \text{ mA;} ;$$

$$\int_{t_1}^{t_2} i_B dt = \Delta q = (-2,4) + (2,1 - 4,2) + (-6 - 1,2) = 11,7 \text{ pC.}$$

Presupunind descreșterea curentului în bază liniară

$$i_s - i_1 = i_f = \frac{11,7}{(1,25 + 0,5)/2} = 13,4 \text{ ns.}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.0

$$q_{B0} = \tau_F I_C (\text{sat}) = \tau_F \frac{V_C}{R_C}.$$

În final:

$$q_S = \tau_S (i_B - i_{B0}) = \tau_S \left(\frac{V_C}{R_B} - \frac{V_C}{\beta_F R_C} \right).$$

Deci:

$$q_B = q_{BD} + q_S = \tau_F \frac{V_C}{R_C} + \tau_S \left(\frac{V_C}{R_B} - \frac{V_C}{\beta_F R_C} \right)$$

τ_S este media ponderată a lui τ_{BF} și τ_{BE} .

Pentru a simplifica comparația se presupune $\tau_S \approx \tau_{BF}$.

Atunci:

$$q_B = \frac{\tau_{BF}}{\beta_F} \frac{V_C}{R_C} + \frac{\tau_{BF} V_C}{R_B} - \tau_{BF} \frac{V_C}{\beta_F R_C} = \tau_{BF} \frac{V_C}{R_B}.$$

Cu aceeași presupunere, sarcina din bază va fi aceeași cu sau fără diodă de fixare în fig. 23.19

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 23.13

Pentru intrarea pusă la „0”, adică $-1,6 \text{ V}$, Q_1 și Q_2 vor fi blocate deci $v_3 \approx 0 \text{ V}$, iar $v_4 = -0,75 \text{ V}$. Cu Q_3 în conducție,

$$I_{C3} = \frac{5,2 - (1,15 + 0,75)}{1,24} = 2,7 \text{ mA.}$$

Deci $v_3 = -(0,3 \times 2,7) = -0,81 \text{ V}$, iar $v_5 = -0,81 - 1,75 = -1,56 \text{ V}$.

Pentru v_1 pus pe „1”, adică $-0,75 \text{ V}$, Q_1 va conduce și Q_3 va fi blocat, deci v_4 și v_5 vor fi invers ca mai sus. În ambele cazuri, nivelele de tensiune de la intrare și ieșire sînt compatibile.

PROBLEME LA CAP. 24

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.2

$$\frac{I_4}{I_5} = -\frac{R_B \cdot r_{\pi 1}}{R + r_{\pi 2}} \times g_{m1} \times \frac{R_C}{R_C + R_B + r_{\pi 2}} \times r_{\pi 2} \times g_{m2} \times \frac{R_C}{R_C + R_B}.$$

Pentru R_B mult mai mare decît R_C , acest rezultat este identic cu acela dat de relația 24.9.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.4

Pentru

$$I_{C14} = I_{C15} = \frac{I}{A + 1}$$

$$K_1 = 0$$

$$K_2 = \frac{I}{A + 1} - \frac{I}{A + 1} = 0.$$

Deci relația (24.22) devine:

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{I}{A + 1}.$$

Aceasta înseamnă că pentru acest set de condiții inițiale ale regiunii active, nu există tranziție. Ne aflăm la limita unui echilibru instabil marcat cu C_2 în fig. 24.1, b.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.6

Se presupune T_1 blocat. Dacă este așa, nu există cădere pe R_{C1} , deci $V_{BE2} = 0$, și deci și T_2 este blocat. Deci nu avem cădere de tensiune pe R_{C2} și $V_{BE1} = 0$, amintind că într-adevăr, T_1 este blocat.

Presupunem acum că T_1 conduce. Atunci:

$$i_{B2} \approx -\frac{6}{10} = -0,6 \text{ mA.}$$

Deci T_2 va fi în conducție și la saturație, pentru orice β_F mai mare decît 5. Deci

$$i_{B1} \approx \frac{6}{10} = 0,6 \text{ mA,}$$

decî T_1 este în conducție pentru orice β_F mai mare decît 5.

Aceste calcule confirmă prima condiție de bistabilitate din § 24.1.5.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.8

Condiția unei operări corecte a circuitelor bistabile cu circuite logice cu emitorul cuplat (CLEC), este aceea că fiecare tranzistor trebuie să alterneze între regiunea activă și regiunea de blocare. Pentru simplitate se presupune că R_1 și R_2 sînt de cel puțin 10 ori mai mari decît R_L și R_B , deci încărcarea de către circuitul bazei este neglijabilă.

Acum presupunem că T_1 este în conducție, iar T_2 blocat. Pentru a pune bazele la o tensiune de aproximativ $V_{CC}/2$, să punem $R_1 = R_2$. Deci potențialul emitorului va fi: $(V_{CC}/2) = 0,6$. Așadar, pentru un curent de emitor dat I_0 ,

$$R_E = \frac{V_{CC} - 0,6}{I_0}.$$

Facem R_L mai mic decît R_E pentru a asigura că nici un tranzistor nu se saturează în starea de conducție. Pentru răspunsuri rapide, se face R_L mult mai mic decît R_E , astfel încît excursiile tensiunii de colector nu sînt prea mari între regiunea de conducție și cea de blocare (deci minimizăm Δq_{FC}).

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.11

Așa cum este ilustrat în fig. 24.15, tranzistoarele sînt în mod normal blocate. Pentru a le bascula se aplică un impuls negativ pe T_2 , trecîndu-l în stare de conducție. Aceasta ridică pe v_2 pînă cînd T_1 intră în conducție deci intensificînd comanda lui T_2 . Se observă totuși că T_2 nu se saturează imediat, datorită lui C . De fapt saturarea lui T_2 sîrșește starea metastabilă, deoarece curentul de bază al lui T_1 este injectat numai datorită variațiilor la bornele lui C . Curentul de încărcare al lui V vine de la T_2 . Acest curent de colector este:

$$\beta_F \times \frac{6 - 0,6}{10}.$$

Deci v_2 crește exponențial către:

$$V_2 = \beta_F \times \frac{5,4}{10} \times 2,2.$$

Pentru $\beta_F = 50$, $v_2 \approx 60$ V. Această creștere exponențială este întreruptă atunci cînd $v_2 = 6$ V, așa cum s-a scos în evidență mai sus. Deci numai prima parte, cea liniară, a exponențialei, este obținută și putem de fapt să presupunem că tot curentul de colector e folosit la încărcarea lui C_1 (de exemplu neglijăm curentul în rezistența de sarcină de 2,2 kΩ). Pe acest temel, v_2 ajunge de la 0,6 V pînă la 6 V în timpul:

$$\Delta t = \frac{C \Delta V}{I} = \frac{C \times 5,4}{\beta_F \times \frac{5,4}{R_2}} = \frac{R_2 C}{\beta_F}.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.12

1) Cînd condensatorul C este scos, T_2 va rămîne permanent în conducție (activ) astfel încît să îndeplinească condiția (1); T_1 trebuie să fie blocat. Aceasta se aranjează ajustînd rezistențele R_{B1} și R_{B2} .

2) Cînd v_{BE2} este scăzut, tensiunea emitor-masă se reduce. Este clar că T_1 va putea eventual să intre în regiunea activă cît timp T_2 este încă în regiunea activă, indiferent de valorile lui R_{B1} și R_{B2} alese mai sus. Așadar se satisface condiția (2).

3) Ridicînd potențialul bazei lui T_2 va crește potențialul emitorului lui T_1 , care va reduce curentul de colector al lui T_1 , deci va crește potențialul colectorului lui T_1 . Așadar reacția este pozitivă. Parametrii circuitului pot fi aleși astfel încît să asigure o transmisie pe buclă mai mare decît unitatea.

REZOLVAREA PROBLEMEI P. 24.14

Putem găsi forma curbei de transfer presupunînd diverse valori ale lui v_I și calculînd v_C . Totuși, deoarece circuitul este regenerativ, tensiunea de ieșire va fi o funcție cu două valori ale tensiunii de intrare v_I , între anumite limite, deci în aceste limite trebuie să se presupună care sînt stările tranzistoarelor.

Presupunem $v_I = 0$. În acest caz, T_1 va fi sigur blocat.

Neglijînd curentul de bază al lui T_2 , se calculează v_2 care va fi:

$$v_2 = \frac{20}{80} \times 10 = 2,5 \text{ V};$$

$$v_2 = 2,5 - 0,6 = 1,9 \text{ V};$$

$$v_0 = 10 - (1,9) 2 = 6,2 \text{ V}.$$

Presupunem $v_I = 3,9$ V. Atunci T_1 va fi cu siguranță în conducție. Deci $v_2 \approx 3,3$ V, iar $v_1 = 10 - (3,3) 2 = 3,4$ V, neglijînd curentul prin R_{B2} . Acum $v_2 = 3,4 \times 1/4 = 0,85$ V, deci T_2 este blocat și $v_0 = 10$ V.

v_I	Starea lui T_1	v_1	v_2	v_2	Starea lui T_2	v_0
0	blocat	—	1,9	2,5	conducție	6,2
2	blocat	—	1,9	2,5	conducție	6,2
2,2	blocat	—	1,9	2,5	conducție	6,2
3,9	conducție	3,4	3,3	0,85	blocat	10
2,1	conducție	7,0	1,5	1,75	blocat	10
2,2	conducție	6,8	1,6	1,7	blocat	10

Tabelul de mai sus conține demonstrația cerută asupra bistabilității pentru $v_I = 2,2$ V. Presupunînd T_1 blocat, se găsește un argument puternic asupra faptului că T_2 este în conducție și deci T_1 blocat. Similar, presupunînd T_1 în conducție și T_2 blocat se vede din ultima linie a tabelului că afirmația este consistentă. Deci sistemul este bistabil.

(b) Neglijtând tensiunile de semnal mic la bornele lui C_1 și C_2 se obține următorul model :

$$\frac{v_D}{v_i} = -g_m (r_p || R_D || R_0).$$

În punctul static de funcționare,

$$r_p || R_D || R_0 = 60 \text{ k}\Omega || 50 \text{ k}\Omega || 50 \text{ k}\Omega || \approx 16 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_0}{V_i} \approx -1,7 \times 16 = -27.$$

PROBLEME LA ANEXA B

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 1

(a) Substituind relația (B.5b) în (B.5a) și rezolvând pentru $\rho(x)$ obținem :

$$\rho(x) = -\varepsilon_0 \frac{d^2 \psi}{dx^2}.$$

Substituind relația (B.2) în (B.4) se obține :

$$\rho(x) = J_0 \sqrt{\frac{m}{2q}} \psi^{-1/2}.$$

În final, eliminând (x) între aceste relații, obținem :

$$\frac{d^2 \psi}{dx^2} = -\frac{J_0}{\varepsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2q}} \psi^{-1/2} \text{ adică relația (B.7)}$$

(b) Înmulțind ambii membri prin $\frac{d\psi}{dx}$ și folosind identitatea :

$$\frac{d\psi}{dx} \left(\frac{d^2 \psi}{dx^2} \right) = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2$$

obținem :

$$\frac{1}{2} \frac{d\psi}{dx} \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 = -\frac{J_0}{\varepsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2q}} \psi^{1/2} \frac{d\psi}{dx}.$$

Așadar :

$$\frac{1}{2} \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 \Big|_0^x = -\frac{J_0}{\varepsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2q}} \int_0^x \psi^{-1/2} d\psi.$$

După integrare, se va obține :

$$\left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 = -\frac{4J_0}{\varepsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2q}} \psi^{1/2}$$

(c, d)

$$\frac{d\psi}{dx} = -2 \sqrt{\frac{J_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{m}{2q}} \psi^{1/4}$$

Așadar

$$\int_0^x \psi^{-1/4} d\psi = -2 \sqrt{\frac{J_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{m}{2q}} \int_0^x dx$$

sau, după integrare

$$\frac{4}{3} \psi^{3/4} = -2 \sqrt{\frac{J_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{m}{2q}} x$$

Dacă rezolvăm obținem :

$$\psi = \left(\frac{3}{2} \right)^{4/3} \left(\frac{J_0}{\varepsilon_0} \right)^{2/3} \left(\frac{m}{2q} \right)^{1/3} x^{4/3}.$$

Cînd $x = W$, $\psi = V$;

$$V = \left(\frac{3}{2} \right)^{4/3} \left(\frac{J_0}{\varepsilon_0} \right)^{2/3} \left(\frac{m}{2q} \right)^{1/3} W^{4/3}.$$

Această relație poate fi rezolvată pentru J_0 și se obține :

$$J_0 = \left[\frac{4}{9} \varepsilon_0 \sqrt{\frac{2q}{m}} \frac{1}{W^2} \right] V^{3/2} \text{ ceea ce reprezintă relația (B.10); factorul din paranteze}$$

reprezintă frecvența.

În final, potențialul poate fi scris ca :

$$\psi = V \left(\frac{x}{W} \right)^{4/3} \text{ adică relația (E.9).}$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 2

Dacă emisia electronică este limitată, sarcina în mișcare va avea o influență limitată asupra distribuției de potențial, care este aproximativ liniară

$$\psi = V \left(\frac{x}{W} \right).$$

În consecință viteza electronilor este, din relația (A.2),

$$u = \sqrt{\frac{2qV}{mW}} x^{1/2}.$$

Timpul de trecere este :

$$T = \int_0^W \frac{dx}{u} = \sqrt{\frac{mW}{2qV}} \int_0^W x^{-1/2} dx$$

sau

$$T = 2 W \sqrt{\frac{m}{2 q V}}$$

Aceste calcule arată că timpul de trecere este mai mic (prin factorul 2/3) decât într-o diodă cu sarcină spațială.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 4

(a) Deoarece $i = K v^{3/2}$, în coordonate logaritmice se va obține o dreaptă :

$$\log i = \log K + \frac{3}{2} \log v.$$

(b) Se poate obține acest rezultat fără hirtie specială în coordonate logaritmice, reprezentând i în funcție de $v^{3/2}$ pe coordonate liniare :

$v(V)$	$v^{3/2}$	$i (mA)$
50	354	4
100	1000	14
150	1830	25

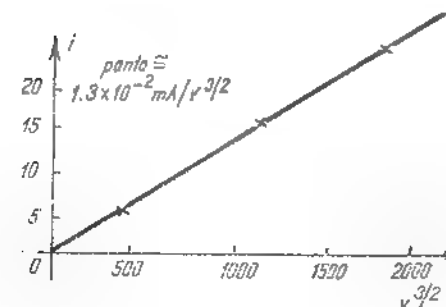


Fig. P. B.4.

Această construcție duce la $K \approx 1,3 \times 10^{-2} \frac{mA}{V^{3/2}}$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 6

(a) Parametrii de semnal mic au următoarele definiții :

$$\mu = - \left. \frac{\partial e_B}{\partial e_C} \right|_{i_B = \text{const}}, \quad g_m = \left. \frac{\partial i_B}{\partial e_C} \right|_{e_B = \text{const}},$$

$$r_p = \left. \frac{\partial e_B}{\partial i_B} \right|_{e_C = \text{const}}.$$

Mai jos este prezentată o porțiune mărită a caracteristicilor anodice ale triodei.

Mărirea este suficientă pentru a face ca funcțiile de e_C constant să apară ca linii drepte. Triunghiul ilustrat definește micile variații ale celor trei variabile: Δe_B , Δi_B , Δe_C .

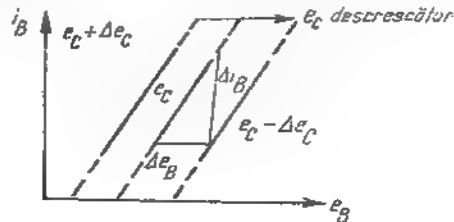


Fig. P. B.6.

Din definiții avem:

$$\mu = \frac{\Delta e_B}{\Delta e_C} = \frac{\text{baza triunghiului}}{\text{variația potențialului grilei}}$$

$$g_m = \frac{\Delta i_B}{\Delta e_C} = \frac{\text{înălțimea triunghiului}}{\text{variația potențialului grilei}}$$

$$r_p = \frac{\Delta e_B}{\Delta i_B} = \text{inversa pantei ipotenuzei.}$$

(b) Pentru caracteristicile din fig. (A.4):

$$\text{La } e_C = -1 \text{ V, } e_B = 200 \text{ V.} \quad \text{La } e_C = -3 \text{ V, } e_B = 300 \text{ V}$$

$$\mu = \frac{45 \text{ V}}{0,5 \text{ V}} = 90$$

$$\mu = \frac{50 \text{ V}}{0,5 \text{ V}} = 100$$

$$g_m = \frac{1 \text{ mA}}{0,5 \text{ V}} = 2 \times 10^{-3} \text{ S}$$

$$g_m = \frac{0,55 \text{ mA}}{0,5 \text{ V}} = 1,1 \times 10^{-3} \text{ S}$$

$$r_p = \frac{45 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 45 \text{ k}\Omega$$

$$r_p = \frac{50 \text{ V}}{0,55 \text{ mA}} = 91 \text{ k}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 7

Folosind definițiile:

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_B}{\Delta e_C} \right|_{e_B = 0}$$

$$r_p = \left. \frac{\Delta e_B}{\Delta i_B} \right|_{e_C = 0}$$

se găsește, în apropierea lui $e_B = 200 \text{ V}$, $e_C = -1 \text{ V}$.

$$g_m = \frac{42 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = 4,2 \text{ mS};$$

$$r_p = \frac{400 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = 4 \text{ M}\Omega.$$

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 9

(a) Dreapta de sarcină are panta $-1/R_K$.

Intersecțiile sînt:

$$e_B \approx 250 \text{ V} \quad \text{cînd } i_B = 0$$

$$\text{de asemenea: } i_B = \frac{250 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 12,5 \text{ mA} \quad \text{cînd } e_B = 0$$

$$i_B = 2,5 \text{ mA} \quad \text{cînd } e_B = 200 \text{ V.}$$

Accastă dreaptă de sarcină intersectează linia $e_C = 0$ din fig. A.4 în:

$$e_B \approx 175 \text{ V.}$$

$$i_B \approx 3,8 \text{ mA.}$$

Tensiunea pe R_K este:

$$v_o \approx 75 \text{ V.}$$

În consecință valoarea maximă a lui v_I pentru operare cu grila negativată este :

$$v_I \approx 75 \text{ V.}$$

(b) Circuitul echivalent este :

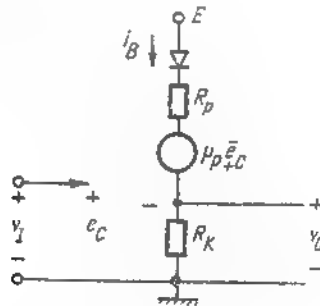


Fig. P. B. 9.1.

Punctul de blocare al diodei este caracterizat de :

$$i_D = 0$$

$$-\mu_p \cdot e_C = E, \quad v_I = e_C.$$

Deci avem :

$$v_D = 0$$

$$v_I = -\frac{E}{\mu_p}.$$

Pentru $v_I > -E/\mu_p$ dioda este deschisă, iar analiza circuitului rezultant duce la :

$$i_D = \frac{E + \mu_p v_I}{R_D + (\mu_p + 1)R_K}.$$

Așadar :

$$v_D = \frac{R_K (E + \mu_p v_I)}{R_D + (\mu_p + 1)R_K}.$$

Limita regiunii cu grila negativă apare pentru :

$$v_I = v_D = E \cdot \frac{R_K}{R_K + R_D}.$$

Funcția de transfer statică este ilustrată în fig. P. B. 9.2.

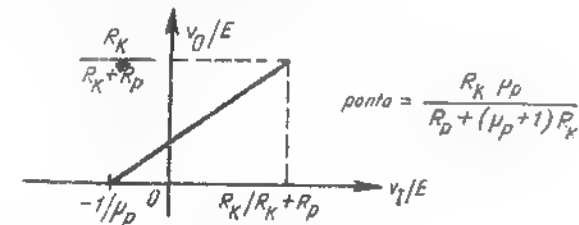


Fig. P. B. 9.2.

REZOLVAREA PROBLEMEI P.B. 10

În fig. P.B. 10.1. este ilustrat circuitul echivalent liniar pe porțiuni și cu sursa echivalentă inclusă. (Se observă că rezistența sursei este notată prin R'_G pentru a face distincție de R_G din circuitul echivalent liniarizat pe porțiuni.)

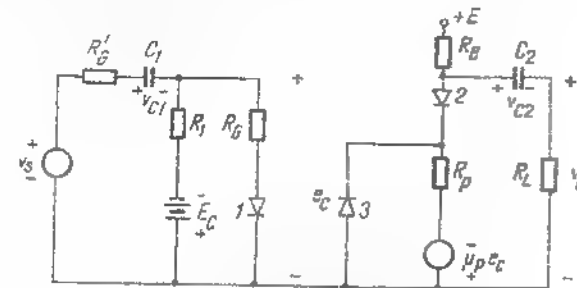


Fig. P. B. 10.2

Se presupune că C_1 și C_2 sînt suficient de mari astfel încît tensiunile v_{C1} și v_{C2} să rămîină fixe la valorile din punctul static de funcționare, care se obține pentru $v_g = 0$ și $v_o = 0$. În condiții statice de funcționare diodele 1 și 2 sînt blocate, iar dioda 3 este în conducție. Așadar,

$$v_{C1} = -E_G = -4 \text{ V};$$

$$v_{C2} = E \cdot \frac{R_D}{R_D + R_K} + E_G \cdot \frac{R'_G}{R_D + R_K} = 140 \text{ V.}$$

Deci circuitul se reduce la;

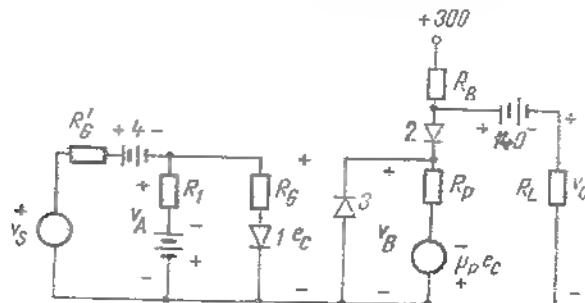


Fig. P. B. 10.2

Acum se evaluează cele trei puncte de fringere.

dioda 1:

Este clar că $e_C = v_A = 0$. Așadar, $v_S = 4 + (R'_G/R_1)e \approx 4,2$ V. În această condiție dioda 3 este blocată, iar 2 este în conducție. Așadar circuitul se reduce la:

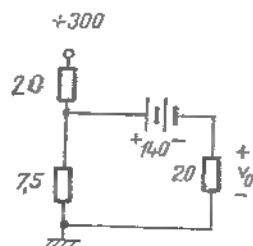


Fig. P. B. 10.3

$$v_O = 300 \frac{20 \parallel 7,5}{20 + 20 \parallel 7,5} = 140 \frac{20}{20 + 20 \parallel 7,5}$$

$$v_O \approx -45 \text{ V.}$$

dioda 2:

Diodele 1 și 3 trebuie să fie blocate.

Dioda 2 nu are tensiune la borne și nici curentul nu circula prin ea când

$$-\mu_P e_C = 300 \frac{R_L}{R_L + R_B} + 140 \frac{R'_P}{R_L + R_B} = 220 \text{ V}$$

sau pentru

$$e_C = -11 \text{ V.}$$

La această valoare a lui e_C , tensiunea sursei de semnal este:

$$v_S = -11 + 4 - R_G \frac{11 - 4}{R_1} \approx -7,3 \text{ V.}$$

Tensiunea de ieșire este:

$$v_O = -\mu_P \cdot e_C - 140 = 80 \text{ V.}$$

Deci coordonatele punctului de fringere sînt:

$$v_O = 80 \text{ V}$$

$$v_I \approx -7,3 \text{ V.}$$

dioda 3:

Cînd această diodă ajunge la propriul punct de fringere, diodele 1 și 2 sînt în conducție. Tensiunea $v_B = 0$, iar tensiunea de ieșire este:

$$v_O = -140 \text{ V.}$$

Curentul prin R_P este:

$$i = \frac{300}{R_B} + \frac{140}{R_L} = 22 \text{ mA.}$$

Deci tensiunea de grilă trebuie să fie:

$$e_C = \frac{R_P}{\mu_P} = 8,25 \text{ V.}$$

Tensiunea sursei de semnal este:

$$v_S = e_C + \left(\frac{e_C}{R_G} + \frac{e_C + 4}{R_1} \right) R'_G + 4 \approx 34 \text{ V.}$$

Coordonatele punctului de fringere sînt:

$$v_O = -140 \text{ V;}$$

$$v_S = 34 \text{ V.}$$

Caracteristica statică de transfer este prezentată mai jos :

Se observă că prezența lui C_1 și C_2 ne asigură că graficul trece prin origine.

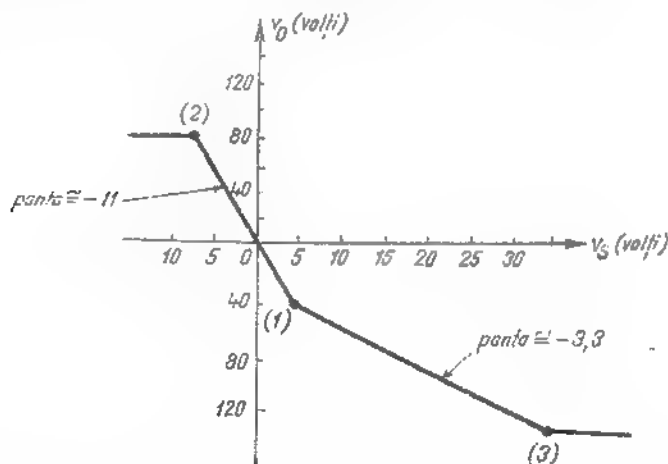


Fig. P. B. 10.3

Pentru $v_S < -7,3$ V, diodele 1, 2 și 3 sînt deschise și ieșirea este fixată la 80 V. Pentru $-7,3$ V $< v_S < 4,2$ V, diodele 1 și 3 sînt blocate, iar 2 în conducție și deci amplificarea de semnal mic este:

$$A_s = - \left(\frac{R_1}{R_1 + R_G} \right) \frac{\mu_p R_B \parallel R_L}{R_B \parallel R_L + R_p} \approx -11.$$

Pentru $4,2$ V $< v_S < 34$ V, diodele 1 și 2 sînt în conducție iar dioda 3 este blocată și amplificarea de semnal mic este:

$$A_s = - \left(\frac{R_G \parallel R_1}{R_G \parallel R_1 + R'_G} \right) \frac{\mu_p R_B \parallel R_L}{R_B \parallel R_L + R_p} \approx -3,3$$

Reducerea amplificării este cauzată de efectul de încărcare al lui R_G asupra rezistenței sursei.

DICTIONAR ROMÂN-ENGLEZ

A

absorbție de fotoni — photon absorption 82, 91, (I)
 acordare decalată — stagger tuning 102, (II)
 admitanță de ieșire — output admittance 147, (II)
 admitanță de intrare — input admittance 147, (II)
 alegerea ariei în circuite integrate — area selection in integrated circuits 202, (I)
 alinabilitate — alignability 97, (II)
 aliniere — alignment 94 (II)
 ambalare termică — thermal run-away 492, (I)
 amplificarea — amplification 23, (I)
 amplificarea de curent — current amplification 295, (I)
 amplificarea de curent cu baza comună — common-base current gain 285, (I)
 amplificarea de curent cu emitorul comun — common-emitter current gain 285, (I)
 amplificarea de curent în scurtcircuit, cu baza comună — short-circuit common-base current gain 285, (I)
 amplificarea de curent în scurtcircuit, cu emitorul comun — short-circuit common-emitter gain 285, (I)
 amplificarea de putere — power amplification 24, 295, (I); 481, (II)
 amplificarea de tensiune — voltage gain 46, 29, 297, (I); 461, (II)
 amplificarea în buclă închisă — closed-loop gain 110, (II)
 amplificarea liniară — linear amplification 44, 403, (I); 458, (II)
 amplificator acordat — tuned amplifier 89, (II)
 amplificator cascadă — cascade amplifier 11, 76, (II)
 amplificator cu baza comună — common-base amplifier 314, (I)
 amplificator cu colector comun — common-collector amplifier 314, (I)
 amplificator cu cuplaj direct — direct-coupled amplifier 59, (II)

amplificator cu cuplaj prin emitor — emitter coupled amplifier 65, 105, (II)
 amplificator cu emitor comun — common-emitter amplifier 293, (I)
 amplificator cu mai multe etaje — multistage amplifier 11, (II)
 amplificator cu reacție — feedback amplifier 117, (II)
 amplificator cu sursa comună — common-source amplifier 378, (I)
 amplificator de bandă îngustă — narrow-band amplifier 117, (II)
 amplificator de bază — basic amplifier 119, (II)
 amplificator de tensiune — voltage amplifier 415, (II)
 amplificator diferențial — differential amplifier 300, (I)
 amplificator echilibrat — balanced amplifier 297, (I)
 amplificator instabil — unstable amplifier 413, (II)
 amplificator în contratimp — push-pull amplifier 315, (I)
 amplificator operațional — operational amplifier 81, 82, (II)
 amplificator trece bandă — band pass amplifier 92, (II)
 amplificator video — video amplifier 81, (II)
 analiză de circuit prin liniarizare pe porțiuni — piecewise-linear circuit analysis 225, (II)
 analiză de semnal mic — incremental analysis 56, 405, (I)
 analiza diodei cu vid — vacuum diode analysis 444, (II)
 analiza diodei semiconductoare — semiconductor diode analysis 207, (I)
 analiză grafică — graphical analysis 38, 225, (I), 453, (II)
 analiză pe calculator — computer analysis 74, (I)
 analiză pe noduri — node analysis 553, (I)
 analiza triodel — triode analysis 485, (II)

anod — plate 445, (II)
 antrenare — drift 94, (I)
 aproximația cu un singur pol — one pole approximation 555, (I)
 aproximația sarcinii complete — depletion approximation 149, 172, (I)
 arborele propriu — proper tree 350, 381, (II)
 atenuator de precizie — precision attenuator 118, (II)
 atenuator cu diode — diode attenuator 269, (I)
 atenuator MOS — MOS attenuator 380, (I)
 autoaglomerare — pinch-out 423, (I)
 autotransformator — autotransformer 100, (II)
 axa jw — jw axis 232, (II)

B

barieră de potențial — potential barrier 142, 170, (I)
 basculare — toggle 424, (II)
 basculare — triggering 421, (I)
 bază comună — common-base 519, (I)
 bistabil — flip-flop 412, (II)
 bistabil în mod de curent (cu cuplaj prin emitor) — current mode flip-flop 428, (II)
 bistabil I-K — I-K flip-flop 428, (II)
 blocare în triode cu vid — cutoff in vacuum triodes 450, 455, (II)
 bobină — inductor 100, 217, 465, (II)
 bobină cu prize — tapped inductor 100, (II)
 Bode, curbă — Bode plot 234, (II)

C

calculator — computer 56, 211, 215, 223, 317, (II)
 calculator numeric — digital computer 16, 39, (II)
 calcule pe calculator — computer calculations 195, 205, (II)
 canal — channel 348, 388, (I)
 capacitate a joncțiunii — junction capacitance 267, (I)
 capacitate a regiunii de sarcină spațială a joncțiunii pn — pn junction space-charge-layer capacitance 171, 209, (I)
 capacitate anod-catod — plate-to-cathode capacitance 434, (II)
 capacitate de efect Miller — Miller effect capacitance 565, (I)
 capacitate de încărcare a bazei — base-charging capacitance 417, (I)

capacitate de semnal mic a joncțiunii — incremental junction capacitance 209, (I)
 capacitate de sarcină spațială de semnal mic — incremental spacecharge capacitance 209, (I)
 capacitate de stocare sarcinii — capacitance, charge storage 177, (I)
 ~a regiunii de sarcină spațială — space-charge layer ~ 169 (I)
 ~de efect Miller — Miller effect ~ 565, (I)
 ~de semnal mic — incremental ~ 177, (I)
 capacitate de suprapunere — overlap capacitance 376, 424, (I)
 capacitate la cald — hot capacitance 485, (II)
 capacitate la rece — cold capacitance 485, (II)
 capacitate neliniară — nonlinear capacitance 325, (I)
 capacitate poartă-sursă — gate-to-source capacitance 375, 410, (I)
 capacități între conexiuni — interlead capacitances 411, (I)
 caracteristică pătratică — square-law characteristic 230, (I)
 caracteristici anodice — plate characteristics 450, 489, (II)
 caracteristici curent-tensiune, vezi caracteristici I-V — current-voltage characteristics, see I-V characteristics
 caracteristici de drenă — drain characteristics 34, 350, 357, 396, (I)
 ~ale TECJ — of JFET 388, (I)
 ~ale tranzistoarelor MOS — of MOS transistors 357, (I)
 caracteristici de ieșire ale triodei — triode output characteristics 450 (II)
 caracteristici de transfer — transfer characteristics 40, (I); 454, (II)
 caracteristici de transfer de c.a. — a.c. transfer characteristics 50, (I); 465 (II)
 caracteristici de sarcină — load lines 39, 50, 508, (I); 453, 465, (II)
 caracteristici de tip dipol — driving-point characteristics 38, (I); 452 (II)
 caracteristici de transfer ale amplificatorului cu emitor comun — common emitter amplifier transfer characteristics 291 (I)
 caracteristici I-V ale tranzistoarelor bipolare — I-V characteristics of bipolar transistors 280, 287 (I)
 ~ale diodelor semiconductor integrate — of integrated semiconductor diodes 209, (I)
 ~ale fotodiodelor cu joncțiune — of junction photodiodes 184, (I)
 ~ale tranzistoarelor MOS — of MOS transistors 357, (I)

~ale joncțiunilor pn — of pn junctions 152, 163, (I)
 ~ale diodelor cu vid — of vacuum diodes 181, (I)
 ~ale triodelor cu vid — of vacuum triodes 450 489, (II)
 catod — cathode 228, (I); 443, (II)
 celule fotoconductive — photoconductive cells 92, (I)
 circuit — circuit 134, 138, 153, (II)
 ~bistabil — bistable ~ 410, 428, (II)
 ~complementar — complementary ~ 373, 425, (II)
 ~numeric — digital ~ 303, (II)
 ~f — f ~ 134, 155, (II)
 ~integrat — integrated ~ 211 (I); 81, 110, 386, 428, (II)
 ~nesaturat — nonsaturating ~ 386, 428, (II)
 ~regenerativ — regenerative ~ 409, 419, (II)
 circuit echivalent — circuit model 25, (I)
 circuit echivalent unilateral — unilateral model 556, (I)
 circuit echivalent hibrid — hybrid- π -model 424 (I)
 circuit limitator — limiter circuit 229, 235, (I)
 circuit de „min” — min of circuit 232, (I)
 circuit de modulare — modulator circuit 297, (II)
 circuit RLC — RLC circuit 23, (I)
 circuite acordate — tuned circuits 23, (I)
 circuite active — active circuits 430, (I)
 circuite astabile-astabile circuits 297, (II)
 circuite convertoare de putere — power conversion circuits 345, (I)
 circuite de comutație nesaturate — nonsaturating switching circuits 386, 428, (II)
 ~regenerative — regenerative 409, (II)
 ~saturate — saturating 362, (II)
 circuite defazoare — phase-splitter circuits 434, (I)
 circuite de polarizare — bias circuits 48, (I)
 circuite de redresare — rectifier circuits 246, (I)
 circuite echivalente ale tubului cu vid — vacuum tube circuit models 409, (II)
 circuite echivalente, pentru tranzistoare bipolare — circuit models, for bipolar transistors 253, 413, (I)
 ~pentru diode — for diodes 234 (I)
 ~pentru diode cu vid — for vacuum diodes 467, (II)
 ~pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 375, 407 (II)
 ~pentru triode cu vid — for vacuum triodes 467, (II)

~pentru tuburi cu mai mulți electrozi — for multigrid tubes 496, (II)
 circuite echivalente pentru transformatoare — models for transformers 51, (I)
 circuite echivalente de regim staționar ale tranzistorului bipolar — bipolar-transistor static circuit models 281 (I)
 circuite echivalente de semnal mic — incremental models 410, (I)
 ~pentru diode semiconductor — for semiconductor diodes 238, (I)
 ~pentru TECJ-uri — for JFET's 412, (I)
 ~pentru tranzistoare bipolare — for bipolar transistors 413, (I)
 ~pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 52, 407, (I)
 ~pentru triode — for triodes 498, (II)
 ~pentru tuburi cu vid — for vacuum tubes 467, (II)
 circuite rezonante — resonant circuits 23, (I)
 câmp electric, într-un semiconductor — electric field, in a semiconductor 119, (I)
 ~produs prin injecție — injection produced 132, (I)
 câmpuri electrice interne — built in electric fields 129, (I)
 ~în stratul de oxid — oxide layer 32, 202, 349, (I)
 câștig de putere — power gain 24, 41, 46, 295, 429, (I)
 câștig în buclă închisă — closed-loop gain 119, (II)
 ~de putere — power ~ 24, 41, 46, 295, 429, (I); 461, (II)
 ~de tensiune — voltage ~ 46, 295, 427, (I); 461, (II)
 coeficient de difuzie — diffusion coefficient 97, 468, (I)
 coeficient de temperatură al tensiunii de prag — threshold voltage (temperatura coeficient 168, (I)
 coeficienți de temperatură ai diodei cu joncțiune pn — pn junction diode temperature coefficients 167, (I)
 compararea și eșantionarea pe buclă — loop comparison and sampling 151, (II)
 comparator — comparator 118, (II)
 compensare — compensation 196, (I); 200, 211, 212, 215, 243, 245, (II)
 complement — complement 309, (II)
 componența de mod comun — common-mode component 299, (I)
 componența de mod diferențial — difference mode component 299, (I)
 componența directă a sarcinii din bază — forward-component of base charge 262, (II)

componenta inversă a sarcinii din bază — reverse-component of base charge 262, (II)
 componente neliniare — nonlinear components 225, (I)
 componente pasive — passive components 23, (I)
 componente semiconductoare — semiconductor components 207, (I)
 comportarea dinamică a diodelor cu joncțiune pn — pn junction diode dynamic behavior 169, (I)
 comportarea pătratică a tranzistoarelor MOS — square-law behavior of MOS transistors 379, (I)
 comutatoare cu tranzistoare — transistors switches 293, (II)
 comutator cu efect de câmp — field effect switch 401, (II)
 concentrație de purtători, dependența de temperatură — carrier concentration, temperature dependence 85, (I)
 concentrație intrinsecă de purtători — intrinsic carrier concentration 84, (I)
 concentrație netă de impurități — net impurity concentration 144, 145, (I)
 concentrații de purtători — carrier concentrations 80, (I)
 ~ la echilibru — equilibrium ~ 81, (I)
 ~ la marginile regiunii de sarcină spațială și space-charge layer edges 156, (I)
 condensatoare semiconductoare — semiconductor capacitors 269, (I)
 condensator de accelerare — speed-up capacitor 356, (I)
 condensator de blocare — blocking capacitor 52, (I); 466, (II)
 condensator de cuplaj — coupling capacitor 52, (I); 466, (II)
 condensator de decuplare — bypass capacitor 67, (II)
 condensator de decuplare de emitor — emitter bypass capacitor 502, (I)
 condiții de echilibru la o joncțiune pn — none equilibrium conditions at a pn junction 152, (I)
 conductanța canalului — channel conductance 33, (I)
 conductanță anodică — plate conductance 469, 499, (II)
 ~ de semnal mic — incremental ~ 469, (II)
 conductanță de drenă — drain conductance 441, (I)
 conductanță de ieșire — output conductance 55, (I)
 ~ de semnal mic — incremental ~ 55, (I)
 conductanță de intrare — input conductance 418, (II)

conductanță de scurtcircuit — short-circuit conductance 24, (II)
 conductanță de semnal mic — incremental conductance 418, (I)
 conductanță de transfer — transfer conductance 55, (I)
 ~ de semnal mic — incremental ~ 55, (I)
 ~ directă — forward ~ 469, (II)
 conductivitate — conductivity 66, 96, (I)
 conductivitate electrică — electrical conductivity 66, (I)
 conductoare — conductors 66, (I)
 conexiune (configurație) cu bază comună — common-base configuration 288, (I)
 conexiune (configurație) cu emitor comun — common-emitter configuration 289, (I)
 constantă de timp — time constant 54, (II)
 ~ dominantă — dominant ~ 74, 210, (II)
 ~ în circuit deschis — open-circuit ~ 21, (II)
 ~ în scurtcircuit — short circuit ~ 35, (II)
 construcția locului rădăcinilor — root-locus construction 183 (II)
 contacte — contacts 205 (I)
 ~ metal-semiconductor — metal-semiconductor ~ 205 (I)
 ~ ohmice — ohmic ~ 206 (I)
 control prin sarcină — charge-control 317, 419, (II)
 creștere exponențială — exponential growing 422, (II)
 criteriul lui Nyquist — Nyquist criterion 231, (II)
 cuadripol — two-part 452, (I)
 curbă de disipație — dissipation curve 485, (I)
 curent de bază — base current 275, 281, 284, (I)
 curent de drenă — drain current 364, (I)
 curent de grădă — grid current 450, (I)
 curent de poartă — gate current 35, 379, 398, (I)
 curent de purtători majoritari — majority-carrier current 120 (I)
 curent de purtători minoritari — minority-carrier current 120, (I)
 curent de saturație — saturation current 164 181, 289, (I)
 curent de saturație al joncțiunii de colector — collector junction saturation current 289, (I)
 curent de testare — test current 29, (II)
 curentul diodelor (cu vid) — diode current (vacuum) 432, (II)
 curentul joncțiunii pn — pn junction current 153, (I)
 curenți de deplasare — displacement currents 174, (I)

curenți de saturație în gol — open-circuit saturation currents 266, (II)
 curenți de saturație în scurtcircuit — short-circuit saturation currents 265, (II)
 curenți de saturație în tranzistoare bipolare — saturation currents in bipolar transistors 266, (II)
 curgerea (circulația) curentului în joncțiunea pn — current flow in pn junction 153, (I)
 curgerea energiei — energy flow 41, 295, (I)
 curgere limitată de emisie — emission-limited flow, 448, 478, (II)
 curgere limitată de sarcină spațială — space-charge-limited flow 448, 478, (II)
 cvasineutralitate — quasi-neutrality 88, 113, 134, (I)

D

DCTL — DCTL 364, (II)
 Debye, lungime — Debye length 187, (I)
 defect de bază — base defect 285, (I)
 demonstrație experimentală asupra — demonstration of
 ~ amplificatoarelor acordate — ~ tuned amplifiers 111, (II)
 ~ efectului Hall — Hall effect 106, (I)
 ~ fotoconductivității — ~ photo conductivity 106, (I)
 ~ gâtului curgerii — ~ flow bottlenecks 191, (I)
 ~ multivibratoarelor — ~ multivibrators 439, (II)
 ~ polarizării — ~ biasing 520, (I)
 ~ reacției — ~ feedback 125, 128, 168, 226, (II)
 ~ t.e.m. termice — thermal emf ~ 106, (I)
 densitate de curent — current density 68, (I)
 densitate de sarcină — charge density 81, (I)
 dependența de temperatură — temperature dependence 467, (I)
 ~ a caracteristicilor diodelor — ~ of diode characteristics 167, (I)
 ~ a concentrațiilor de purtători la echilibru — ~ of equilibrium carrier concentrations 85, (I)
 deplasarea nivelului logic — logic-level shift 234, (I)
 descompunerea sarcinii în exces — resolution of excess charge 261, (I)
 desensibilizare — desensitization 119, 141, (II)
 determinant — determinant 16, (II)
 determinarea parametrilor — parameter determination 16, (II)

deviația de frecvență — frequency deviation 90, (II)
 diagrama Nichols — Nichols chart 236, (II)
 diagramă Bode — Bode plot 234, (II)
 difuzie — diffusion 95, (I)
 ~ de impurități — ~ of impurities 198, (I)
 ~ din sursă constantă — constant source ~ 199, (I)
 ~ din sursă limitată — limited-source ~ 200 (I)
 ~ în fază solidă — solid-state ~ 196, (I)
 diodă — diode
 ~ cu bază subțire — thin-base diode 160, (I)
 ~ CU PATRU STRATURI — ~ four-layer diode 426, (II)
 ~ cu strângere — clamping diode 388 (II)
 ~ cu vid — vacuum diode 418, (II)
 ~ de suprapunere — overlap diode 42, (I)
 ~ semiconductoare — semiconductor diode 207, (I)
 ~ tunel — tunnel diode 264, (I)
 diode fotosensibile — light-sensitive diodes 181, (I)
 disipație — dissipation 492, 493, (I)
 dispozitive active — active device 23, (I)
 distorsiune — distortion 46, (I)
 distribuția și curgerea purtătorilor minoritari — minority-carrier distribution and flow 160, (I)
 distribuții de sarcină cvasistatice — quasi-static charge distributions 322, (I)
 domeniu de temperatură extrinsec — extrinsic temperature range 82, (I)
 domeniu de temperatură intrinsec — intrinsic temperature range 82, (I)
 dopanți — dopants 76, (I)
 dreaptă de sarcină de c.a. — a.c. load line 50, (I); 465, (II)
 dreaptă de sarcină de c.c. — d.c. load line 50, (I); 465, (II)
 drenă — drain 81, 348, (I)
 DTL — DTL 383 (II)
 durată de revenire — recovery interval 433, (II)
 durata de trecere la tranzistoare MOS — transit time in MOS transistors 372, 376, (I)

echilibru detaliat — detailed balance 147, (I)
 echilibru instabil — unstable equilibrium 122, (I)

echilibru la o joncțiune pn — equilibrium at a pn junction 141, (I)
 ECL — ECL 391, (II)
 ecuația difuziei — diffusion equation 218, (I)
 ecuația idealizată a diodei cu joncțiune pn — idealized pn junction diode equation 164, (I)
 ecuația caracteristică — characteristic equation 16, (II)
 ecuații de continuitate — continuity relationships 111, 161, (I)
 ecuații de control prin sarcină — charge-control equations 399, (II)
 ecuații pe noduri — node equations 13, (II)
 efect de câmp — field effect 359, (I)
 efect Hall — Hall effect 66, 79, (I)
 efecte capacitive în tranzistoare MOS — capacitive effects in MOS transistors 372, (I)
 efecte dinamice, în tranzistoare bipolare — dynamic effects, in bipolar transistors 324, (I)
 ~ în diode cu joncțiune — ~ in junction diodes 169, (I)
 ~ în diode cu vid — ~ in vacuum diodes 432, (II)
 ~ în TECJ — ~ in JFET 399, (I)
 ~ în tranzistoare MOS — ~ in MOS transistors 358, (I)
 ~ în triode — ~ in triodes 489, (I)
 electrod poartă — gate electrode 348, (I)
 electroni, de conducție — electrons, conduction 74, (I)
 ~ liberi — free — 66, 71, (I)
 ~ mobili — mobile — 66, (I)
 ~ de valență — bound — 73, (I)
 element liniarizat pe porțiuni, ideal — ideal piecewise-linear element, 227, (I)
 elemente — elements 22, 27, (I)
 elemente de circuit — circuit elements 22, 27, (I)
 elemente extrinseci, în tranzistoare bipolare — extrinsic elements, in bipolar transistors 422, (I)
 ~ în tranzistoare MOS — ~ in MOS transistors 411, (I)
 elemente neliniare — nonlinear elements 28, 227, (I)
 elemente parazite în circuite integrate — parasitic elements in integrated circuits 214, (I)
 emisie secundară — secondary emission 391, (II)
 emisie termoelectronică — thermionic emission 445, (II)

energie termică — thermal energy 83, 146, (II)
 eșantionare — sampling 131, (II)
 etaj acordat sincron — synchronously — tuned 102, (II)
 etaje cu emitor comun în cascade — common emitter cascade 47, (II)
 exponențială crescătoare — growing exponential 423, (II)
 extracția purtătorilor minoritari — minority-carrier extraction 152 (I)
 extracție — extraction 152, (I)

F

fabricarea dispozitivelor semiconductoare — semiconductor device fabrication 195, (I)
 factor de amplificare — amplification factor 488, 500, (II)
 factor de transfer — transfer ratio 58, (I)
 ~ de semnal mic — incremental — 58, (I)
 ~ în tensiune — voltage — 58, (I)
 fan-out (capacitatea de comandă la ieșire) — fan-out 310, 370, (II)
 filament — heater 445, (II)
 filtrarea undulațiilor — ripple filtering 250, (I)
 filtrarea sursei de alimentare — power supply filtering 250, (I)
 filtre LC — LC filters 23, (I)
 filtru Butterworth — Butterworth filter 20, 103, 196, (II)
 foaie de catalog — data sheet 472, (I)
 forță Lorentz — Lorentz force 68, (I)
 fotoconductivitate — photoconductivity 91, (I)
 fotodiodă cu bază subțire — thin-base photodiode 181, (I)
 fotodiode — photodiodes 181, (I)
 fotodiode cu joncțiune pn — pn junction photodiodes 181, (I)
 fotorezistoare — photoresistors 92, (I)
 frecvență de centru — center frequency 89, (II)
 ~ de rezonanță — resonant — 89, (II)
 ~ de tăiere transversală — transverse cutoff — 97, (II)
 ~ naturală — natural — 16, 91, (II)
 funcționarea dinamică a tranzistoarelor bipolare — dynamic operation of bipolar transistors 319, (I)
 funcționarea tranzistorului bipolar — bipolar-transistor operation 275, (I)
 f_T — f_T 470, (I) ; 343, (II)

G

Gauss, legea lui — Gauss's law 70, 81, 147, 348, (I)
 generare de suprafață — surface generation 114, (I)
 generare și recombinare de purtători în exces — generation and recombination of excess carriers 89, (I)
 generare și recombinare în regiunea de sarcină spațială — generation and recombination in the space — charge layer 164, (I)
 generatoare controlate — dependent generators 280, (I)
 gîtuire, în situații de curgere — bottleneck, in flow situations 153, (I)
 goluri — holes 74, (I)
 grilă — grid 445, 448, 485, (II)
 grilă ecran — screengrid 391, (II)
 grilă supresor — suppressor grid 391, (II)

H

Hall, efect — Hall effect 66, 79, (I)

I

impedanță de intrare cu reacție — feedback input impedance 147, (II)
 impuls de tact — clock pulse 425, (II)
 impurități acceptoare — acceptor impurities 77, (I)
 impurități donoare — donor impurities 76, (I)
 impurități în semiconductoare — impurities in semiconductors, 76, (II)
 inductanță de magnetizare — magnetizing inductance 465, (II)
 injecție — injection 113, 150, (I)
 injecție de nivel mic — low — level injection 112, 134, 158, (I)
 injecție de purtători în exces — excess-carrier injection 113, (I)
 injecție de purtători minoritari — minority carrier injection 151, (I)
 injecție optică — optical injection 112, (I)
 instabilitate — instability 94, 175, (II)
 ~ de reacție, la frecvențe joase — feedback, at low frequencies 250, (II)
 invertor — inverter 305, (II)
 ionizarea atomilor de impurități — ionization of impurity atoms 76, (I)

izolarea componentelor în circuite integrate — isolation of components in integrated circuits 213, 215, (I)
 izolare cu joncțiuni — junction isolation 213, (I)
 izolare dielectrică — dielectric isolation 215, (I)

Î

îngustarea benzii — bandwidth shrinkage 162, (II)
 întirziere de stocare — storage delay 327, (II)
 întreruperea buclei — breaking the loop 415, (II)

J

joncțiune — junction
 ~ abruptă — abrupt — 144, 174, (I)
 ~ de colector — collector — 273, (I)
 ~ de emitor — emitter — 273, (I)
 ~ dopată nesimetric — asymmetrically-doped — 149, (I)
 ~ liniar gradată — linearly-graded — 174, (I)
 ~ pn — pn — 141, (I)
 ~ la echilibru — in equilibrium 145, (I)

L

lărgimea benzii — bandwidth 27, 91, (II)
 legături covalente — covalent bonds 72, (I)
 legea a doua a termodinamicii — second law of thermodynamics 83, 180, (I)
 legea lui Gauss — Gauss's law 70, 81, 147, 348, (I)
 legea lui Ohm — Ohm's law 95, (I)
 legea parabolică 3/2 — three-halves power law 476, (II)
 legi de conservare — conservation laws 141, 161, (I)
 limitator cu diode — diode limiter 229, (I)
 limite ale regiunii active — limits of the active region 290, (I)
 limite ale tensiunii de colector — collector voltage limits 306, (I)
 locul rădăcinilor — root locus 178, 182, (II)
 logică — representation 304, (II)
 ~ de stare — state — 305, (II) i
 ~ negativă — negative — 309, (II)
 ~ pozitivă — positive — 309, (II)

logică cu cuplaj prin emitor (ECL) — emitter-coupled logic (ECL) 391, 394, (II)
 logică diodă-transistor (DTL) — diode-transistor logic (DTL) 382, (II)
 logică în mod de curent (CML) — current mode logic (CML) 392, (II)
 logică rezistor-transistor (RTL) — resistor-transistor logic (RTL) 364, (II)
 logică saturată — saturated logic 383, (II)
 logică transistor-transistor (TTL) — transistor-transistor logic (TTL, T²L) 385, (II)
 lungime Debye — Debye length 187, (I)
 lungime de difuzie — diffusion length 123, (I)
 lungime de difuzie a purtătorilor minoritari — minority-carrier diffusion length 123, (I)

M

mascare cu bioxid de siliciu — silicon dioxide masking 202, (I)
 maximal plat — maximally flat 91, (II)
 măsurarea curentului de saturație — saturation current measurement 290, (II)
 măsurarea timpului de viață — lifetime measurement 91, 106, (I)
 mecanisme de generare — generation mechanisms 83, (I)
 mecanisme de generare-recombinare în diode — generation-recombination mechanisms in diodes 166, (I)
 mecanisme de recombinare — recombination mechanisms 83, (I)
 memorie — memory 409, (II)
 metale — metals 65, 70 (I)
 metalizare — metallization 206, (I)
 metoda lui Euler — Euler's Method 346, (II)
 microfotografie — photomicrograph 110, 385, 397, (II)
 minor — minor 16, (II)
 mișcarea gurilor — hole motion 74, (I)
 mișcare termică — thermal motion 92, (I)
 mișcare termică aleatoare — random thermal motion 92, (I)
 mobilitate — mobility 94, 468, (I)
 mod de aluneare în tranzistoare bipolare — slash mode in bipolar transistors 286, 429, (II)
 mod de umplere în tranzistoare bipolare — fill mode in bipolar transistors 286, (II)
 modelare — modeling 23, (I)
 modele ale regiunii active — active-region models 277, (II)
 modele ale regiunii de blocare — cutoff region models 28, (II)

modele cu linearizare pe porțiuni — piecewise-linear models
 ~ pentru tranzistoare bipolare — ~ for bipolar transistors 288, (I)
 ~ pentru tuburi cu vid — ~ for vacuum tubes 493, (II)
 modele de circuit static pentru tranzistoare bipolare — static circuit models for bipolar transistors 282, (I)
 modele de diode — diode models 234, (I)
 modele de regim dinamic pentru tranzistoare MOS — dynamic models for MOS transistors 372, (I)
 modele de semnal total — total-signal models 330, (I)
 modele Ebers-Moll — Ebers-Moll models 263, (II)
 modele pentru regiunea de saturație — saturation region models, 282, (II)
 modelul benzilor de energie — energy-band model 75, (I)
 modelul bidimensional pentru legătură — two-dimensional bond model 72, (I)
 modelul cu control prin sarcină pentru tranzistoare bipolare — charge-control model for bipolar transistors 324, (I)
 ~ pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 377, (I)
 modularea grosimii bazei — base-width modulation 425, (I)
 modulator cu întrerupere — chopper circuit 297, (II)
 modulator de putere — power modulator 25, 273, (I)
 multiemitor — multiple emitter 387, (II)
 multiplicare în avalanșă — avalanche multiplication 260, (I)
 ~ la colector — ~ at the collector 308, (I)
 multivibrator, astabil — multivibrator, free-running 435, (II)
 ~ bistabil — bistable 412, (II)
 ~ cu cuplaj prin emitor — emitter-coupled ~ 428, 434, 438, (II)
 ~ monostabil — monostable ~ 428, 434, (II)
 ~ monostabil complementar — complementary monostable multivibrator 434, (II)
 ~ monostabil cu cuplaj încrucișat — cross-coupled monostable 428, (II)

N

neliniaritate — nonlinearity 129, (II)
 neutralitate — neutrality 69, 131, (I)

~ în metale — ~ in metals 65, (I)
 ~ în semiconductoare — ~ in semiconductors 81, (I)
 neutralitatea sarcinii — charge neutrality 69, 131, (I)
 Nichols, diagrama — Nichols chart 236, (II)
 notații pentru tensiuni și curenți — voltage and current notation 407, (I)
 ~ de declanșare — triggering 410, (II)
 ~ de menținere — sustaining 484, (I)
 Nyquist, criteriul — Nyquist criterion 231, (II)

O

Ohm, legea lui — Ohm's law 95, (I)

P

Parametri admitanță — admittance parameters 453, (I)
 ~ de control prin sarcină — charge control ~ 288, (II)
 ~g — g ~ 455, (I)
 ~h — h ~ 162, (II)
 ~hibridi — hybrid ~ 455, 457, (II)
 ~impedanță — impedance ~ 454, (I)
 ~TEC — FET ~ 475, (I)
 ~I — i ~ 452, (I)
 ~z — z ~ 454, (II)
 parametrii de semnal mic deduși din caracteristici statice — incremental parameters from static characteristics 42, 405, 443, (I)
 parametru de control prin sarcină în regiunea de saturație — saturation region charge-control parameter 287, (II)
 poli complecși — complex poles 20, (II)
 porți cu diode — diode gates 232, 241, (I)
 porți logice MOS — MOS logic gates 403, (II)
 potențial de contact — contact potential 141, 147, (I)
 potențial electrostatic — electrostatic potential 140, (I)
 precontaminare — precontamination 168, (II)
 predistorționare — predistortion 168, (II)
 prelucrarea multistructură — multiple-chip processing 215, (I)
 principiul echilibrului detaliat — principle of detailed balance 83, 129, 145, 356, (I)
 producție prin iluminare 88, 91, (I)
 produs amplificare — bandă — gain-bandwidth product 177, (II)
 produs np — np product 82, (I)

produsul concentrațiilor de purtători — carrier concentration product 82, (I)
 proiectare de circuit — circuit design 23, (I)
 pasivarea suprafețelor semiconductoare — passivation of semiconductor surface 202, (I)
 pătrundere — punch-through 307, (I)
 pentode — pentodes 431, (II)
 perveanță — perveance 494, (II)
 pierdere de recombinare — recombination defect 124, 165, (I)
 planul s — s-plane 233, (II)
 poartă — gate 25, (I)
 ~SAU — OR ~ 233, 265, (I)
 ~SAU-NU — NOR ~ 396, (II)
 ~SI-NU — NAND ~ 384, 388, (II)
 pol — pole 16, (II)
 ~dominant — dominant ~ 177, 210, 246, (II)
 ~în semiplanul drept — right-half plane ~ 420, (I)
 polaritate directă — forward polarity 142, 159, (I)
 polaritate inversă — reverse polarity 142, 159, (I)
 polarizare pe trei etaje — three-stage biasing 59, (II)
 ~demonstrație experimentală — ~ lecture demonstration 520, (II)
 proiectarea amplificatoarelor cu mai multe etaje — multistage design 31, (II)
 proiectarea pentru cazul cel mai defavorabil — worst-case design 311, (II)
 proiectarea polarizării pentru germaniu — bias design for germanium 513, (I)
 proprietăți de suprafață ale semiconductoarelor — semiconductor surface properties 352, (I)
 proprietăți logice — logical properties 308, (II)
 pseudotriodă — pseudotriode 391, (II)
 punct de funcționare — operation point 46, 485, (I)
 punct de funcționare în repaus — quiescent point 46, (I)
 puncte de frângere în modele de circuit linearizate pe porțiuni — breakpoints in piecewise-linear circuits 229, (I)
 purtători de sarcină în semiconductoare — charge carriers in semiconductors 73, (I)
 purtători în exces — excess carriers 86, (I)
 ~generarea și recombinarea — generation and recombination 89, (I)
 purtători majoritari — majority carriers 78, (I)
 purtători minoritari — minority carriers 78, (I)

R

- raport semnal-zgomot — signal to noise ratio 122, (I)
 răspuns acceptabil — acceptable response 194, 234, (II)
 ~ cu doi poli — two-pole ~ 180, (II)
 ~ în buclă închisă — closed loop ~ 242, (II)
 ~ în frecvență — frequency ~ 231, (II)
 ~ la semnal treaptă — step ~ 20, 104, 181, 195, (II)
 ~ tranzitoriu — transient ~ 397, (II)
 reacție buclă-bucă — loop-loop feed back 214, (II)
 reacție negativă — negative feed back 117, (II)
 reacție nod-nod — node-node feed back 135, (II)
 reacție pozitivă — positive feedback 413, (II)
 recombinarea sarcinii — charge recombination 323, (II)
 recombinarea și generarea purtătorilor în exces — recombination and generation of excess carriers 89, (I)
 ~ în regiunea de sarcină spațială — in the space-charge layer 164, (I)
 redresor dublă alternanță — full-wave rectifier 250, (I)
 redresor în punte — bridge rectifier 250, (I)
 redresor monoalternanță — half-wave rectifier 246, (I)
 reducerea zgomotului de rețea (brum) — hum reduction 167, (I)
 regim de saturație inversă — reverse saturation regime 283 (II)
 regim tranzitoriu de blocare — turn-off transient
 ~ de intrare în conducție — turn-on ~ (I)
 regiune activă — active region 275, (I)
 ~ de funcționare — operating ~ 275, (I)
 ~ directă — forward ~ 276, (II)
 ~ inversă — reverse ~ 276, (II)
 regiune de blocare — cutoff region 291 (I); 277, 281, (II)
 regiune de colector — collector region 274, (I)
 regiune de drenă — drain region 31, 348, (I)
 regiune de lucru permisă — allowed operating region 484, (I)
 regiune de sarcină spațială — space charge layer 147, 169, (I)
 regiune de saturație — saturation region 291 (I); 277, 282, (II)
 ~ directă — forward ~ 283, (II)
 ~ în tranzistoare MOS — in MOS transistors 367, (I)
- regiune de strangulare — pinch-off region 367, (I)
 regiunea bazei într-o diodă — base region in a diode 160, (I)
 ~ într-o fotodiodă — ~ in a photodiode 181, (I)
 ~ într-un tranzistor — ~ in a transistor 273, (I)
 regiunea canalului — channel region 348, (I)
 regiunea sursei — source region 387, (I)
 regula lui Cramer — Cramer's rule 555, (I)
 relații Boltzmann — Boltzmann relations 147, 354, (I)
 relații Einstein — Einstein relations 98, (I)
 reprezentarea stării — state representation 305, (II)
 rețea de decuplare — decoupling network 66, (II)
 rețea de polarizare — bias network 519 (I)
 rețea de reacție — feedback network 200 415, (II)
 rețele de cuplaj — coupling networks 402, (II)
 rezervă de amplificare — gain margin 236, (II)
 ~ de fază — phase ~ 237, (II)
 ~ de tensiune — voltage ~ 304, (II)
 rezistența bazei — base resistance 423, (I)
 ~ sursei — source ~ 412, (I)
 rezistență controlată prin tensiune — voltage controlled resistance 360 (I)
 rezistență de drenă — drain resistance 412, (I)
 ~ de scurtcircuit — short-circuit ~ 64, (I)
 ~ de strat — sheet ~ 204, (I)
 ~ în circuit deschis — open-circuit ~ 23, 71, 248, (II)
 rezistență serie la diode — series resistance in diodes 180, (I)
 rezistență termică — thermal resistance 492, (I)
 rezistivitate medie — average resistivity 221, (I)
 rezistoare difuzate — diffused resistors 211, (I)
 ~ fotosensibile — light-sensitive ~ 92, (I)
 ~ semiconductoare — semiconductor ~ 210, (I)
 ~ termosensibile — temperature-sensitive ~ 85, (I)
 Runge-Kutta — Runge-Kutta 345, (II)

S

- sarcina canalului — channel charge 354, (I)
 sarcina electronului — electronic charge 74, (I)

- sarcină de poartă — gate charge 374, (I)
 sarcină de recombinare — recombination charge 323, (II)
 sarcină de suprafață — surface charge 348, 369, (I)
 sarcină în exces în bază — excess charge in the base 280, (I)
 sarcină spațială în diode cu vid — space charge in vacuum diodes 446, (II)
 sarcină spațială la o joncțiune pn — space charge at a pn junction 147, (I)
 saturație — saturation 128, 311, (II)
 serie Taylor — Taylor series 53, 408, (I)
 semiconductoare, de tip p — p-type semiconductors 78, (I)
 ~ de tip n — n-type ~ 78, (I)
 ~ dopate — doped ~ 86, (I)
 ~ gradate (dopate neuniform) — graded ~ 128, (I)
 ~ intrinseci — intrinsic ~ 78, (I)
 semnal de ieșire — output signal 507, (I)
 semnale externe — external signals 120, (II)
 simboluri, pentru diode cu vid — symbols, for vacuum diodes 451, (II)
 ~ pentru tranzistoare bipolare — for bipolar transistors 279, (I)
 ~ pentru tranzistoare MOS — for MOS transistors 34, 377, (I)
 ~ pentru triode cu vid — for vacuum triodes 451, (II)
 ~ pentru tuburi cu mai mulți electrozi — for multigrid tubes 491, (II)
 simetrie complementară — complementary-symmetry 402, (II)
 stabilitate — stability 175, 412, (II)
 stabilizarea sursei de alimentare — power supply regulation 253, (I)
 stabilizator cu diode — diode regulator 262, (I)
 stabilizator de tensiune — voltage regulator 262, 302, 437, (I)
 stare, activă normală — forward-active state 306, (II)
 ~ de blocare — off ~ 305, (II)
 ~ de conducție — on ~ 305, (II)
 ~ de saturație — saturation ~ 306, (II)
 ~ metastabilă — metastable ~ 431, 435, (II)
 stocări de purtători de sarcină în exces — excess-carrier charge stores 176, (I)
 stocări de sarcină în regiunea bazei — base region charge stores 260, (II)
 stocări de sarcină în regiunea de sarcină spațială — space-charge layer charge stores 169, (I)
- stocări de sarcină în regiunea neutră — neutral-region charge stores 176, (I)
 strat de acumulare — accumulation layer 336, (I)
 strat de inversie — inversion layer 355, (I)
 strat dipolar — dipole layer 147, 174, (I)
 straturi de oxid — oxide layers 32, 202, 349, (I)
 străpungere Zener — Zener breakdown 261, (I)
 structura cristalină a diamantului — diamond crystal structure 72, (I)
 structură de diodă plan paralelă — plan-parallel diode structure 476, (I)
 structuri multistrat — multiple-layer structures 202, (I)
 supracomandă — overdrive 371, 398, (I)
 ~ de blocare — turn-off ~ 329, (II)
 supracreștere — overshoot 180, 194, (II)
 sursă — source 72, 347, (I)
 ~ de polarizare — bias ~ 402, (II)
 ~ de tensiune de testare — test voltage ~ 64, (II)
 surse independente — independent sources 23, (I)

T

- tabela combinațiilor — table of combinations 265, (I)
 tampon — buffer 372, (II)
 TECJ — JFET 387, (I)
 ~ circuite echivalente de semnal min — incremental models 412, (I)
 TECMOS — MOSFET 347, (I)
 ~ rețea de polarizare — bias network 420, (I)
 tehnica fotorezistivității — photorezist technique 204, (I)
 tehnologia difuziei planare — planar diffusion technology 196, 275 (I)
 t.e.m. termică — thermal e.m.f. 79, (I)
 tensiune — voltage
 ~ de declanșare — triggering ~ 421, (I)
 ~ de prag — threshold ~ 180, 235, 288, (I)
 ~ de prag emitor-bază — emitter-base threshold ~ 312, (II)
 ~ de strangulare — pinch-off ~ 390, (I)
 ~ de străpungere — breakdown ~ 260, (I)
 ~ de străpungere inversă — reverse breakdown ~ 260, (I)
 ~ de susținere — sustaining ~ 309, 485, (I)
 ~ Hall — Hall ~ 66, (I)
 ~ pe joncțiune — junction ~ 152, (I)
 ~ termică — thermal ~ 98, (I)

~termoelectrică — thermoelectric~ 79, (I)
 teoria circuitelor — circuit theory 21, (I)
 teoria rețelelor — network theory 21, (I)
 termistoare — thermistors 85, (I)
 testarea cu undă dreptunghiulară — square-wave testing 572, (I)
 tetrode — tetrodes 490, (II)
 timp de cădere — fall time 327, 330, (II)
 ~de creștere — rise~ 323, 330, (II)
 ~de întârziere — delay~ 320, 330 (II)
 ~de întârziere de stocare — storage delay~ 70, (II)
 ~de relaxare dielectrică — dielectric relaxation~ 70, (I)
 timp de viață — lifetime 90, (I)
 timp de viață al purtătorilor în exces — excess-carrier lifetime 90, (I)
 topologia rețelelor — network topology 350 (II)
 topologii cu reacție — feedback topologies 131, (II)
 transconductanță — transconductance 410, 416, (I) : 499, (II)
 ~de semnal mic — incremental~ 416 (I) : 469, (II)
 transformare de impedanță în circuite bipolare — impedance transformation in bipolar circuits 434, (I)
 transformare de la trece-jos la trece-bandă — low-pass to band-pass transformation 92, (II)
 transformatoare — transformers 51, (I)
 transimpedanță — transimpedance 144, 155, (II)
 transmisia buclei — loop transmission 144, 415, (II)
 transport de curent — current transport 92, (I)
 tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune (TECJ) — junction field-effect transistors (JFET) 387, (I)
 tranzistoare cu joncțiune — junction transistors 273, (I)
 tranzistoare MOS — MOS transistors 30, 347, (I)
 ~circuite echivalente de semnal mic — incremental models 407, (I)
 tranzistor bipolar — bipolar transistor 273, (I)
 circuite echivalente de semnal mic — incremental models 413, (I)

tranzistor cu bază subțire — thin-base transistor
 ~cu efect de câmp — field-effect~ 347, 387 (I) : 400 (II)
 ~MOS cu canal indus — enhancement-mode MOS~ 369, (I)
 ~MOS cu canal inițial — depletion-mode MOS~ 370, 391, (I)
 ~unijuncțiune — unijunction~ 398, (I)
 ~unipolar — unipolar~ 273, 387, (I)
 tranzistorul cu ventil de comandă — transistor as a control-valve 279, (I)
 triode — triodes 32, (I)
 triode cu vid — vacuum triodes 444, (II)
 tuburi cu vid — vacuum tubes 444, (II)
 tuburi cu vid cu mai mulți electrozi — multi-grid vacuum tubes 490, (II)

V

valoare proprie — eigenvalue 16, (II)
 varactoare — varactors 268, (I)
 variabilă de stare — state variable 382, (II)
 variabile binare — binary variables 308, (II)
 ~de punct de funcționare — operating point~ 239, (I)
 ~de semnal mic — incremental~ 54, 239, (I)
 ~la terminale ale tranzistorului — transistor terminal~ 279, (I)
 variația parametrilor hibridi — hybrid parameter variation 470, (I)
 variațiile grosimii bazei — base width changes 306, (I)
 ventile de comandă — control valves 23, (I)
 verificarea calculului — computational check 31, (II)
 viteză de antrenare — drift velocity 94, (I)
 viteză de comutare — switching speed 376, 418, (II)
 viteză de recombinare — recombination rate 89, (I)
 viteză termică — thermal speed 92, (I)

Z

zero — zero 16, (II)
 zgomot de rețea al sursei de alimentare — power supply hum 123, (II)